

K. H. KNOBBE

Moderne Hochfrequenz-Generatoren zum Verschweißen thermoplastischer Kunststoffe

DK 621.365.55.3.029.55:621.791.052

Kunststoffe werden heutzutage in hohem Maße verwendet, und um sie zu verarbeiten, hat sich eine ganz neue Technik herausgebildet. Ein Zweig dieser Technik ist das Verschweißen thermoplastischer Kunststoffe mit Hochfrequenz. Dieses Verfahren hat sich dort, wo es anwendbar ist, als allen anderen Schweißverfahren überlegen gezeigt.

1. Grundlagen der Hochfrequenzerwärmung

Da Kunststoffe durchweg elektrische Nichtleiter sind, kommt für ihre Erwärmung nur das elektrische Wechselfeld in Frage, das sich zwischen den beiden Platten eines Kondensators ausbildet [1]. Die elektrische Leistung, die zur Erwärmung eines verlustbehafteten Dielektrikums (Bild 1) führt, ist

$$N = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan \delta, \quad (1)$$

und die Kapazität eines Plattenkondensators ist

$$C = \frac{\epsilon \cdot F}{d} \quad (2)$$

Unter Vernachlässigung der Wärmeabstrahlung an die Umgebung folgt die Temperatur der Funktion

$$T_{\text{end}} = T_0 + \frac{0,24 N}{G \cdot c}, \quad (3)$$

wobei T_0 die Raumtemperatur, N die Erwärmungsleistung, G das Gewicht des Dielektrikums und c dessen spezifische Wärme ist. Bei einer Schichtung verschiedener Dielektrika nach Bild 2 bilden die

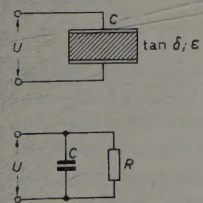


Bild 1. Kondensator mit verlustbehaftetem Dielektrikum und sein Ersatzschaltbild

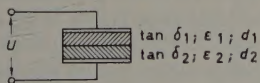


Bild 2. Kondensator mit geschichtetem Dielektrikum

einzelnen Schichten je einen Kondensator entsprechender Kapazität und damit einen kapazitiven Spannungsteiler, dessen Teilspannungen den zugehörigen Kapazitäten umgekehrt proportional sind. Die

elektrischen Feldstärken in den beiden Schichten ergeben sich damit zu

$$E_1 = U \cdot \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} \quad \text{und} \quad E_2 = U \cdot \frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} \quad (4)$$

2. Kunststoffarten

Es gibt eine große Anzahl von thermoplastischen Kunststoffen. Davon lassen sich jedoch nur einige mit Hochfrequenz verschweißen. Dabei ist eine sehr hohe Wärmeleistung notwendig, ohne daß die angelegte Spannung oder die Frequenz zu hoch gewählt werden darf. Beide Faktoren sind gewissen Einschränkungen unterworfen. Ein unter der Bezeichnung PVC bekannter Werkstoff ist in allen seinen Variationen für das Schweißen mit Hochfrequenz besonders geeignet; er ist außerdem noch vielseitig anwendbar und wirtschaftlich. Cellon, Polyamid und Perlon sind weitere Materialien dieser Art [2].

3. Das elektrische Verhalten von PVC während der Schweißung

Angenommen, zwei Folien aus 0,4 mm dickem, normalem Weich-PVC, wie es auch für Verpackungszwecke, als Polster- und Täschnerfolie verarbeitet wird, sollen miteinander verschweißt werden. Die Frequenz der angelegten Spannung ist 27,12 MHz. Die Elektroden mit den dazwischenliegenden Folien stellen einen mit Verlusten behafteten Kondensator dar, wie Bild 3 zeigt. Die Anfangstemperatur

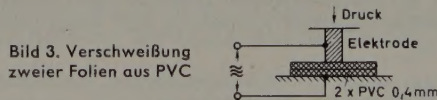


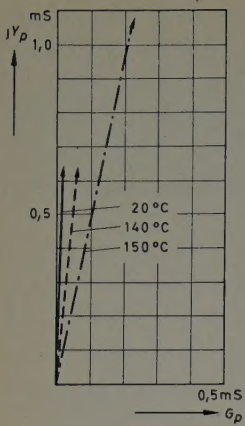
Bild 3. Verschweißung zweier Folien aus PVC

ist die Raumtemperatur von 20°. Für 1 cm² Plattenfläche ergeben sich mit steigender Erwärmung und einsinkender Elektrode die in Tab. I zusammengefaßten Werte für Kapazität und Widerstand.

Die zugehörigen komplexen Leitwerte sind im Bild 4 in symbolischer Darstellung zu sehen. Wie Tab. I zeigt, ändert sich der Verlustwiderstand sehr stark mit der Temperatur. Bei höheren Temperaturen wird die Leistungsbilanz wegen des größer werdenden Verlustfaktors ständig besser.

$$\tan \delta = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C} \quad (5)$$

Um die Wärmeabfuhr an die nicht zu erwärmende Randzone des Materials, an die Elektroden und an die umgebende Luft kleinzuhalten, sollte der Schweißvorgang in möglichst kurzer Zeit vor sich gehen.



Tab. I. Kapazität und Verlustwiderstand eines 1 cm² großen Plattenkondensators mit 2×0,4 mm PVC als Dielektrikum in Abhängigkeit von der Temperatur

T [°C]	C [pF]	R [kΩ]
20	3,7	77
140	3,7	19
150	6,2	4,6

Bild 4. Komplexer Leitwert bei drei verschiedenen Temperaturen (150 °C bei geschweißtem Material)

Zur schnellen Erwärmung müßten Spannung oder Frequenz möglichst hoch gewählt werden. Zu Beginn der Schweißung liegt aber die Elektrode nicht an allen Punkten fest auf dem Werkstoff auf. Es bildet sich daher eine Schichtung von Luft und Werkstoff. Da Luft eine geringe Durchschlagsfestigkeit hat und ihre Dielektrizitätskonstante gleich Eins ist, würde dort eine sehr hohe Feldstärke auftreten, die zu einem Funkenüberschlag führen kann, als dessen Folge sich dann ein Oberflächenbrand ausbilden könnte. Diesem Effekt kann man teilweise mit angewärmten Elektroden oder sehr hohem Druck, insbesondere bei Hart-PVC, entgegenwirken.

Die Elektrodenspannung für zwei Folien von je 0,4 mm liegt bei maximal 500 V. Das entspricht einer Schweißzeit von etwa 5 Sekunden. Lediglich Impulsschweißungen lassen eine höhere Spannung zu. Auch die Frequenz ist nicht willkürlich wählbar.

4. Frequenzwahl

Für den Betrieb von Hochfrequenz-Geräten gelten gesetzliche Bestimmungen. Gerade solche Geräte, die Hochfrequenz für industrielle Zwecke erzeugen, sind starken Beschränkungen hinsichtlich der Frequenzwahl unterworfen. Zugelassen sind folgende Frequenzen:

13,56 MHz	± 0,05%
27,12 MHz	± 0,6 %
40,68 MHz	± 0,05%
461 MHz	± 0,2 %
2400 MHz	± 50 MHz

Die abgestrahlte Leistung kann bei diesen Frequenzen beliebig groß sein. Bei allen anderen Frequenzen darf die Feldstärke in 100 m Entfernung nicht größer als 45 µV/m sein. Weitere Einschränkungen treten hinsichtlich der ungewollten Abstrahlung von Oberwellen auf. Die Oberwellen-Feldstärken der Industriefrequenzen dürfen

- unterhalb 100 MHz nur 225 µV/m in 100 m Entfernung,
- oberhalb 100 MHz nur 45 µV/m in 100 m Entfernung

sein. Ausnahmen bilden jene Frequenzen, die in das Gebiet der Fernsehbander fallen. Hier darf eine Feldstärke von 30 µV/m in 30 m Entfernung nicht überschritten werden. Industriellen Hochfrequenz-Generatoren, die den gesetzlichen Bestimmungen entsprechen, kann vom Fernmeldetechnischen Zentralamt eine Serienprüfnummer erteilt werden [8].

Für die Erwärmung von thermoplastischen Kunststoffen kommt hauptsächlich die Frequenz von 27,12 MHz in Frage. Der Grund liegt in der zulässigen Toleranz von ±0,6%, die mit wirtschaftlichen Mitteln gerade noch einzuhalten ist. Höhere Frequenzen, wie beispielsweise 461 MHz oder 2400 MHz, kommen wegen ihrer geringen Wellenlänge nicht oder nur unter gewissen Voraussetzungen in Betracht. Andere beliebige Frequenzen können benutzt werden, wenn man dafür sorgt, daß die Abstrahlung der Energie eingeschränkt wird. Zu diesem Zweck ist es üblich, den Generator einschließlich Arbeitsvorrichtung und Bedienungsperson in einen allseitig metallisch abgeschirmten Raum, einen Faradayschen Käfig, zu setzen [3].

5. Anpassung der Elektroden

Die Widerstandsänderung des zu erwärmenden Materials ist etwa 1:16, die Kapazitätsänderung dagegen nur etwa 1:2. Um diese Änderungen mit dem besten Wirkungsgrad an einen Generator anzupassen, gibt es verschiedene Möglichkeiten.

Bei den in einer Schweißmaschine verwendeten Bauteilen, wie Presse, Energieleitung und Elektrode, handelt es sich stets um eine Schaltung aus Widerständen, Spulen, Kondensatoren und Leitungen, die jede Kombination dieser Bauelemente enthält. Die Elektrode und die Energieleitung bilden einen Schwingkreis mit beliebiger Eigenfrequenz und zusammengesetzten Verlusten, wie aus Bild 5 hervorgeht. Soll

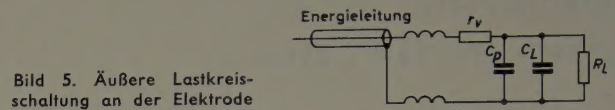


Bild 5. Äußere Lastkreisschaltung an der Elektrode

nun ein Strom in diesem Kreis fließen, dann ist eine Kopplung zwischen dem Generator-Schwingkreis, der die Frequenz des Senders bestimmt, und dem Lastkreis herzustellen. Das kann galvanisch, kapazitiv oder induktiv erfolgen. Bei frequenzstabilen und oberwellenarmen Geräten kommt ausschließlich die rein induktive Kopplung (Bild 6) in Frage, denn hierbei wird die geringste Oberwellenleistung übertragen. An der Koppelspule L_2 steht eine bestimmte EMK zur Verfügung. Ihre Größe ist durch den Kopplungskoeffizienten K zu beeinflussen, und sie treibt einen Strom, der von dem komplexen Widerstand der äußeren Schaltung abhängt. Um nun die notwendige

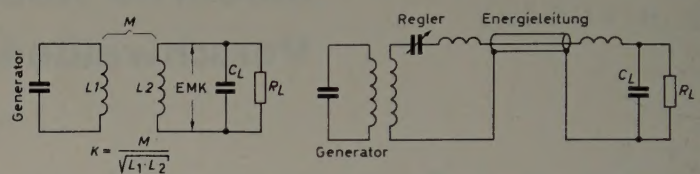


Bild 6 (links). Induktive Kopplung zwischen Generator-Schwingkreis und Lastkreis. Bild 7 (rechts). Prinzipschaltung der Lastanpassung im Sekundärkreis und der Ankopplung an den Generatorkreis

Leistung an dem Lastwiderstand R_L entstehen zu lassen, ist diese Schaltung mit geeigneter Dimensionierung zusätzlicher Schaltelemente auf den richtigen Widerstandswert zu bringen. Meist dient hierzu ein einstellbarer Kondensator. Im Falle der Resonanz des sekundären Kreises stellt sich ein rein ohmscher Widerstand ein. Er wird auch als solcher bei unterkritischer Kopplung auf den Generatorkreis übertragen (Bild 7).

Der Sekundärkreis nimmt jedoch verschiedene Eigenfrequenzen und Widerstände infolge der Elektrodenverhältnisse während des Schweißvorganges an. Übertragen wird daher komplexe, kapazitive, induktive und rein ohmsche Last. Die Beeinflussung der primären Frequenz durch die wechselnde Kapazität der Elektrode ist um so größer, je stärker die Kopplung zwischen beiden Kreisen ist. Die Spannung am Sekundärkreis ist infolge der Elektrodenverhältnisse also nicht konstant. Im Bild 8 sind drei verschiedene Fälle von Resonanzkurven gezeichnet. Die Generatorfrequenz ist hier als absolut stabil ange-

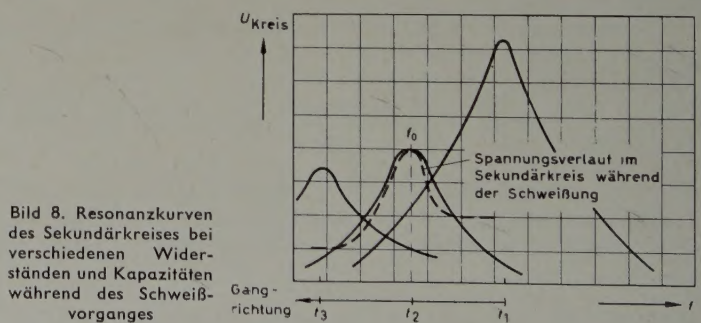


Bild 8. Resonanzkurven des Sekundärkreises bei verschiedenen Widerständen und Kapazitäten während des Schweißvorganges

nommen. Man sieht, daß die Spannung anfangs etwa ein Viertel ist, bei Resonanz bis zum vollen Wert ansteigt und dann auf ungefähr die Hälfte abfällt. Die Leistung folgt etwa der gleichen Funktion. Die Höhe der Resonanzkurven ist abhängig von der Dämpfung des Kreises. Die Dämpfung ohne Berücksichtigung der Leitungsverluste entspricht dem $\tan \delta$ in Gl. (5).

$$d = \frac{1}{R \cdot 2 \pi f \cdot C} \quad (5a)$$

Will man nun in dieser Schaltung die Hochfrequenzleistung nahezu kon-

stanthalten, dann muß man die Spannung entweder dem Widerstandsgang annähernd anpassen oder wegen der Grenzfeldstärke an der Elektrode möglichst konstanthalten. Ein Verfahren, das sich gut bewährt hat, arbeitet mit ziemlich fester Kopplung, also überkritisch. Die Eigenfrequenz des Außenkreises ist dabei höher als die Generatorfrequenz. Demzufolge ist die Anfangsspannung hoch, aber noch unter der Überschlussspannung. Die Leistung steigt mit zunehmender Erwärmung des Kunststoffes zwischen den Elektroden (der Lastwiderstand wird kleiner) sehr schnell an. Die Elektrode fängt an einzusinken, die Kapazität wird größer, die Spannung müßte ansteigen.

In Serie mit der Elektrode liegt aber ein Kondensator, und die kapazitive Spannungsteilung sowie die größer werdende Dämpfung des Kreises bewirken nun, daß die Spannung an der Elektrode fast gleich bleibt. Eine noch größer werdende Elektrodenkapazität würde die Spannung abfallen lassen. Gleichzeitig tritt aber eine Leistungsaufteilung infolge Wärmeabfuhr ein, so daß die Elektrode nicht weiter einsinkt und sich der Vorgang begrenzt. Mit der variablen Serienkapazität kann man die Spannung an der Elektrode genau einstellen. Die Schaltung ist im Bild 7 wiedergegeben.

6. Generator

Die Dimensionierung des Generatorkreises ist von folgenden Faktoren abhängig:

- 1) Leistung des Senders,
- 2) Anpassungsverfahren,
- 3) Betriebsart (Eintakt oder Gegentakt),
- 4) Röhrenbetriebsspannung U_a und
- 5) Formfaktor der Betriebsspannung.

Aus Gründen der Einfachheit in der Konstruktion eines Senders wird die Senderöhre im selbsterregten C-Betrieb gefahren. Der halbe Anodenstromflußwinkel liegt bei $\theta \approx 60^\circ$. Bei Trioden ist in dieser Betriebsart mit dem größten Wirkungsgrad um 70% zu rechnen. Als Anodenwechselspannung ist $U_a = 0,8 \cdot U_a$ anzunehmen. Das ist auch etwa die am Röhrenkreis liegende Spannung. In diesem Schwingkreis, der die Frequenz des Senders bestimmt, ergibt sich die installierte Blindleistung

$$\mathcal{R}_B = U^2 \cdot \omega \cdot C \quad (6)$$

Deshalb ist es ratsam, um den Strom in diesem Kreis kleinzuhalten, die Kapazität klein und die Spannung entsprechend hoch zu wählen. Die notwendige Blindleistung richtet sich bei entsprechender Nutzleistung allein nach dem Anpassungsverfahren beziehungsweise nach dem hierfür einzustellenden Kopplungsgrad. Eine Anpassung, bei der der Lastkreis durch den Resonanzpunkt läuft, also unterkritisch gekoppelt ist, erfordert ein Blind-/Nutzlastverhältnis \mathcal{R}_B/N von 400...900. Anpassungen, die mit nahezu konstanter Elektrodenspannung arbeiten, benötigen erheblich größere Werte. Man könnte allerdings elektromechanische Einrichtungen bauen, die bei kleiner Blindleistung verhindern, daß die Frequenz auswandert; sie arbeiten aber bei schnell verlaufenden Vorgängen zu träge.

Es ist einzusehen, daß mit steigender Nutzleistung die Installierung der notwendigen Blindleistung immer schwieriger wird; beispielsweise ist bei einer Nutzleistung von 30 kW die Blindleistung des Senderkreises schon etwa 50 MVA. Es ist aber mit geeigneter Konstruktion gelungen, die Eigenverluste eines solchen Kreises auf nur 5 kW zu senken.

Für den Aufbau eines Senderkreises gibt es mehrere Möglichkeiten. Es ist vielfach vorgeschlagen worden, Topfkreise nach Bild 9 zu verwenden. Der ideale Kreis wäre hier eine geschlossene $\lambda/4$ -Leitung; bei 27,12 MHz würde sie etwa $11/4 = 2,75$ m lang werden. Diese Ab-

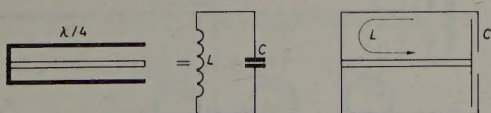
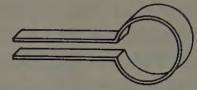


Bild 9 (links). Kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung wirkt wie Parallel-Resonanzkreis. Bild 10 (rechts). Topfkreis mit vergrößerter Kapazität

messung ist aber zu groß. Man verkürzt deshalb die Leitung, benutzt den inneren Belag als Induktivität und bringt die fehlende Kapazität in Form einer Platte an dem Innenleiter an, wie Bild 10 zeigt. Bei

einem Luftkondensator, dessen Plattenabstand von der angelegten Spannung abhängig ist, würde die Plattenfläche verhältnismäßig groß werden. Es ließe sich denken, an Stelle des Luftkondensators konzentrierte Kapazitäten, wie Keramik- oder Vakuumkondensatoren, zu verwenden. Dabei ist aber zu berücksichtigen, daß solche Bauelemente Eigeninduktivitäten mit unvermeidlichen, hohen Verlusten haben. Keramischen Massen haftet außerdem noch der Nachteil größerer dielektrischer Verluste an ($\tan \delta$ etwa $4 \cdot 10^{-4}$). Die Verlustleistung eines solchen Kondensators von beispielsweise 500 pF an 4 kV HF-Spannung mit 27,12 MHz ist nach Gl. (1) etwa 545 W. Eine weitere Möglichkeit ist der Aufbau eines Kreises mit Luftkondensator klassischer Form nach Bild 11. Hier kann die Kapazität beliebig groß

Bild 11. Schwingkreis mit Luftkondensator klassischer Form

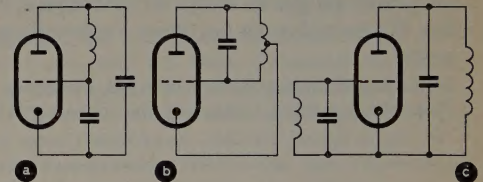


gewählt werden. Die Eigeninduktivität eines solchen Kondensators ist sehr klein, so daß die gewollte Induktivität der Kreisspule genügend groß wird, um hohe Kopplungsgrade zum Sekundärkreis einstellen zu können. Ein derartiger Kreis bietet außerdem noch den Vorteil der Erdsymmetrie, so daß man ihn leicht im Gegentakt speisen kann. Der Gegentaktbetrieb ergibt die doppelte Kreisspannung gegenüber dem Eintaktbetrieb. Es ist durchaus möglich, die Senderöhre so an den Kreis zu schalten, daß eine Transformation der Anodenwechselspannung stattfindet, um bei kleiner Kapazität eine genügend große Blindleistung zu gewinnen [4].

7. Schwingungserzeugung

Die Senderöhren werden, wie bereits angedeutet, selbsterregt betrieben. Als Rückkopplungsarten können alle bekannten Schaltungen angewendet werden, drei davon sind im Bild 12 vorgestellt. Bei frequenzstabilem Betrieb ist es am günstigsten, die Huth-Kühn- oder

Bild 12. Drei gebräuchliche Rückkopplungsschaltungen: a) Colpitts-, b) Hartley-, c) TPTG- oder Huth-Kühn-Schaltung



TPTG- (tuned plate, tuned grid)-Schaltung (Bild 12c) zu wählen. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß der frequenzbestimmende Kreis nicht aufgeteilt ist, das heißt, er kann einseitig direkt an Katode oder Masse gelegt werden. Die Rückkopplung selbst erfolgt über die Röhrenkapazitäten. Die Strecken Anode-Gitter, Gitter-Katode bilden einen kapazitiven Spannungsteiler. Um nun eine um 180° gedrehte Spannung am Gitter gegenüber der Anode zu erhalten, wird die Strecke Gitter-Katode induktiv gemacht. Das bedeutet, daß der Gitterkreis in seiner Eigenfrequenz höher als der Anodenkreis liegt. Es ist hierbei darauf zu achten, daß sich infolge von Zuleitungsinduktivitäten im Anodenkreis keine andere Eigenfrequenz, die günstigere Rückkopplungsbedingungen vorfinden würde, einstellen kann. Das verlangt möglichst kurze Zuleitungen zum Anodenkreis.

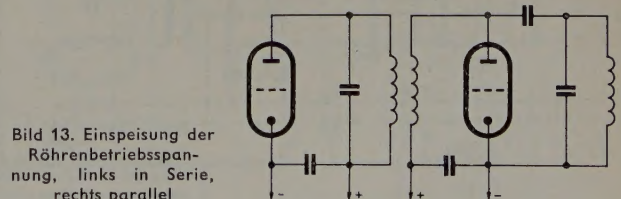


Bild 13. Einspeisung der Röhrenbetriebsspannung, links in Serie, rechts parallel

Die notwendige Gittervorspannung wird „automatisch“ erzeugt. Hierzu liegt im Gitterkreis ein Widerstand, an dem infolge des Gitterstromes die erforderliche Spannung abfällt. Er muß hochfrequenzmäßig mit einem Kondensator überbrückt sein, wenn er in Serie mit der Gitterinduktivität liegt. Die Einspeisung der Röhrenbetriebspannung kann nach Bild 13 parallel oder in Serie mit dem Anodenkreis vorgenommen werden. Als geeignet für größere Generatoren hat es sich herausgestellt, die Anode gleichspannungsmäßig zu erden und

die Katode auf Hochspannungspotential zu legen. Der Grund liegt darin, daß sich an der Anode die Betriebsspannung und die Hochfrequenzspannung addieren und somit die Spitzenspannung dort gegenüber Masse bei geerdeter Katode fast den doppelten Wert der Betriebsspannung annimmt. Dagegen führt die Katode stets nur Betriebsspannungspotential [5].

8. Senderröhren

Grundsätzlich ist jede Röhre für den Oszillatorbetrieb geeignet. Bei Verwendung in industriellen Hochfrequenz-Generatoren sind jedoch einige Ansprüche zu stellen. Eine Senderröhre muß hier besonders robust in mechanischer und elektrischer Hinsicht sein. Im Interesse eines genügend großen Wirkungsgrades muß die Katode hohe Spitzenströme führen und das Gitter eine genügend große Verlustleistung vertragen können, weil die Röhre ja jedem Betriebszustand zwischen Leerlauf und Vollast ausgesetzt wird. Der Gitterstrom steigt mit abnehmender Last an, es sei denn, man fügt in den Gitterkreis stromabhängige Regelglieder mit positiven Temperaturkoeffizienten ein. Die Röhrenhersteller haben der Entwicklung der industriellen Verwendung von Hochfrequenz-Generatoren Rechnung getragen und entsprechende Röhren gebaut. Da Senderröhren je nach ihrem Wirkungsgrad eine gewisse Anodenverlustleistung erzeugen, muß dabei für genügend Wärmeabfuhr gesorgt werden. Es kommen verschiedene Kühlungsarten zur Anwendung, wie Strahlungskühlung, bei der die Anode mit einem Material (Zirkon) belegt ist, das eine gute Infrarot-Strahlungsleistung durch den Glaskolben hindurch nach außen abgeben kann. Die Temperatur solcher Anoden kann bis zu 600°C sein. Bei der Luftkühlung ist die Anode leitend mit einem äußeren Metallzylinder verbunden, der Kühlrippen hat und in einem starken Luftstrom liegt. In ähnlicher Weise kann auch Wasser für Kühlzwecke herangezogen werden.

Schließlich gibt es noch die Siedekühlung; die Anode steckt dabei in einem Wasserbad, das durch die entstehende Wärme zum Sieden gebracht wird. Um 1 cm³ Wasser um 1°C zu erwärmen, ist 1 cal nötig; um jedoch die gleiche Menge zu verdampfen, sind 560 cal notwendig. Der Wasserverbrauch bei dieser Verdampfungskühlung ist also sehr gering.

Strahlungskühlung findet nur bei kleineren Röhren bis zu 3 kW Nutzleistung statt, während die anderen Kühlungsarten bei allen

größeren Senderröhren angewendet werden. Wasserkühlung setzt voraus, daß eine Anschlußmöglichkeit des Senders an das Wasserleitungsnetz besteht. Siedekühlung erfordert innerhalb des Kühlkreises erheblichen Aufwand. Der Einfachheit halber ist daher für Hochfrequenz-Schweißgeneratoren die Luftkühlung vorteilhaft, da andere Teile des Generators, wie beispielsweise der Schwingkreis, sowieso luftgekühlt werden.

Jede Senderröhre hat eine maximale Nutzleistung, wobei die günstigste Arbeitspunkteinstellung vorausgesetzt ist. Als reiner Röhrenwirkungsgrad ist bei modernen Röhren etwa 70% zu erreichen. Berücksichtigt man die Verluste des Schwingkreises und der Anpassungselemente, so kann mit einem Wirkungsgrad des Generators von etwa 50% gerechnet werden. Betrachtet man nun auch noch die Verluste der Arbeitsvorrichtung einschließlich Wärmeableitung aus dem erhitzten Kunststoff sowie die Hochfrequenz-Energieabstrahlung in den freien Raum, dann kommt man auf einen Gesamtwirkungsgrad der ganzen Hochfrequenz-Schweißanlage von etwa 20% [6, 7].

9. Erzeugung der Röhrenbetriebsspannung

Die Senderröhren der industriellen Elektronik haben etwa folgende Anodenbetriebsspannungen:

Leistung	Anodenspannung
1 kW	4 kV
2 kW	5 kV
5 kW	8 kV
10 kW	10 kV
30 kW	12 kV

Gegenüber dem Betrieb von normalen Funksendern ist es bei industriellen Hochfrequenz-Generatoren nicht unbedingt notwendig, die Senderröhren mit geglätteter Anodengleichspannung zu versorgen. Deshalb fehlen meistens auch die Siebmittel in den verschiedenen Gleichrichterschaltungen, von denen vorzugsweise drei angewendet werden (Bild 14). Außerdem kann man die Senderröhre selbst sogar mit Wechselspannung speisen, da ja nur in der positiven Halbwelle Strom fließt.

Die Schaltung nach Bild 14a kommt für Generatoren bis etwa 1 kW in Frage, die beiden anderen wegen der besseren Netzbelastung bei größeren Senderleistungen. Bild 15 zeigt einen 1,5-kW-Generator,

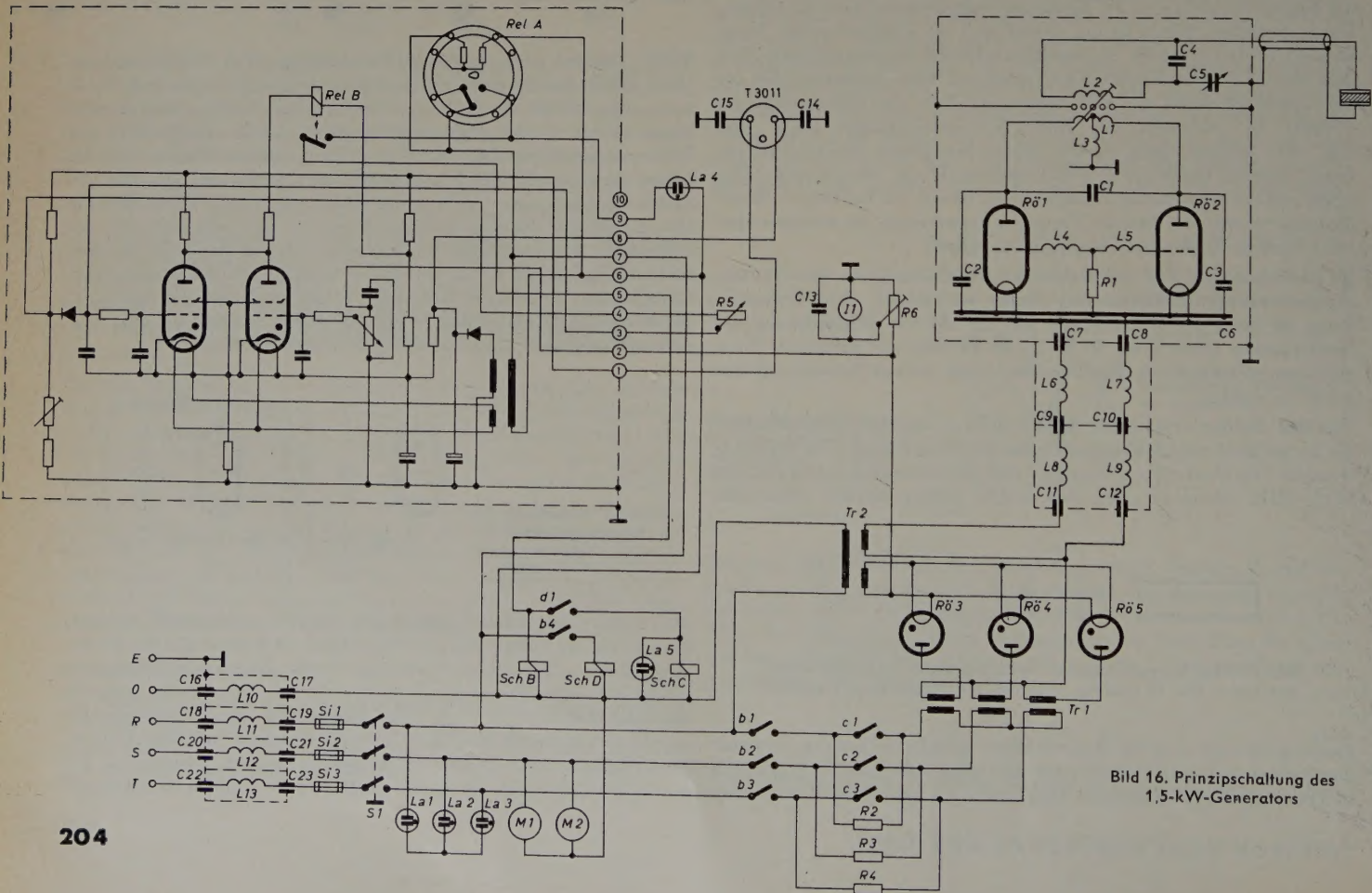


Bild 16. Prinzipschaltung des 1,5-kW-Generators

Bild 14. Gleichrichterschaltungen. a) Einphasen-Mittelpunkts-, b) Dreiphasen-Stern- und c) Drehstrom-Brückenschaltung zur Gleichstromversorgung industrieller Senderöhren

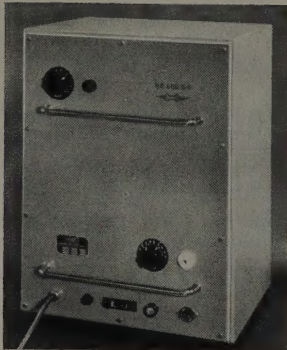
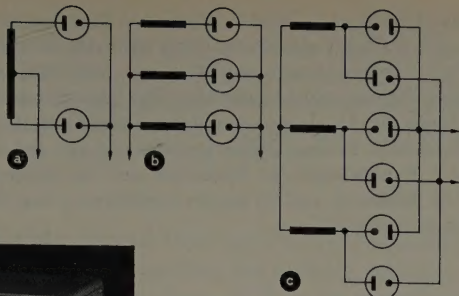


Bild 15 (links). Frequenzstabiler Generator mit 1,5 kW Nutzleistung
Bild 17 (rechts). Frequenzstabiler Generator mit 600 W Impulsleistung
Bild 18. Frequenzstabiler Generator mit 15 kW Nutzleistung

Bild 16 seine Prinzipschaltung. Geglättete Anodenspannung kommt hauptsächlich in kleineren Impulsgeneratoren sowie beim Schweißen von Hart-PVC und Dünnfolien unter 0,2 mm Stärke vor. Bei diesen Schweißvorgängen geht man mit der Elektrodenspannung bis dicht an die Durchschlagsspannung heran. Um nun eine größtmögliche Leistung zu erhalten, werden die Impulslücken, die bei der Gleichrichtung entstehen, mit Hilfe einer Glättungseinrichtung ausgefüllt. Zur Gleich-

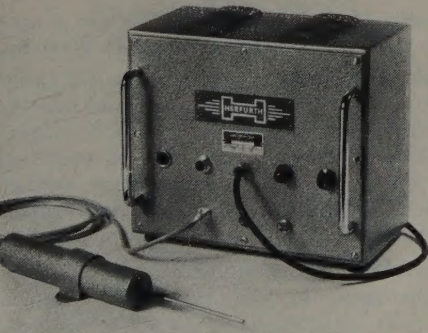
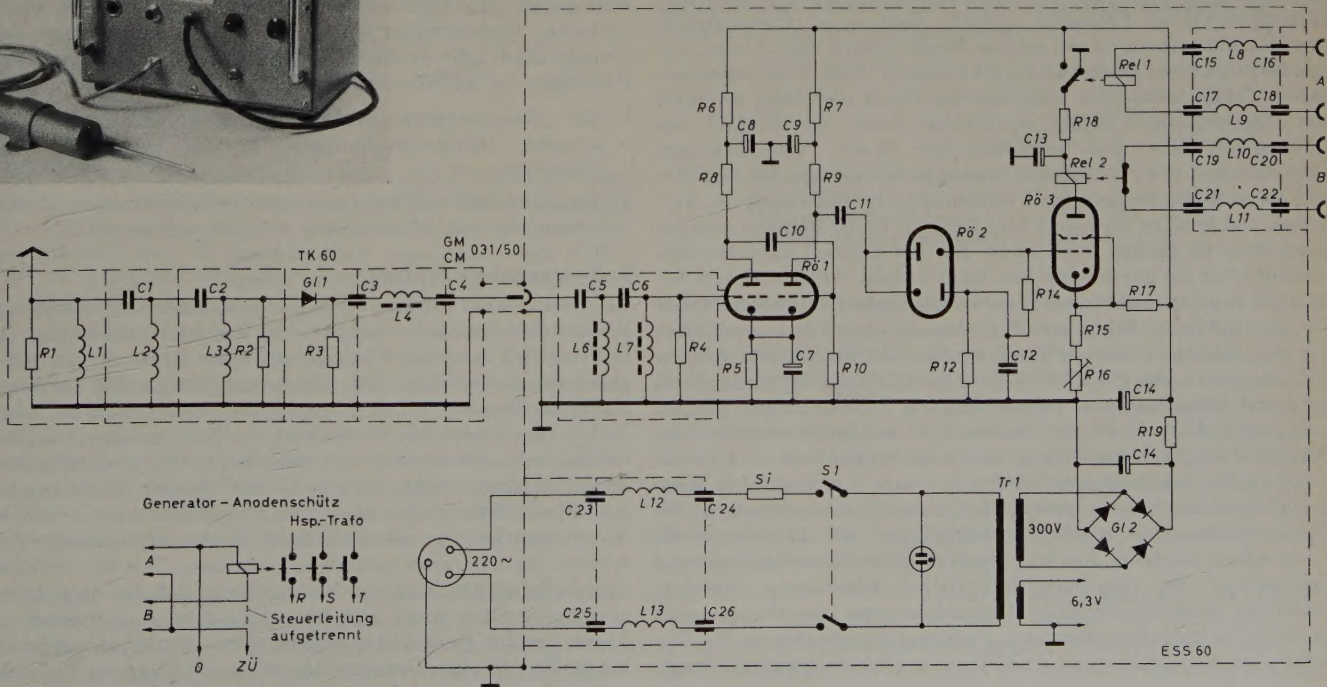


Bild 19. Elektrodenschutzgerät

Bild 20. Prinzipschaltung des Elektrodenschutzgerätes

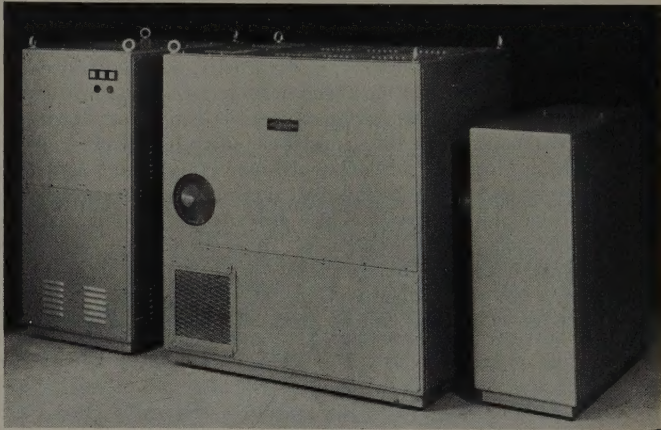


richtung dienen Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren, die eine Anheizzeit von etwa einer Minute brauchen. Deshalb wird ein Verzögerungsschalter eingebaut, der verhindert, daß die Anodenspannung vor Ablauf dieser Zeit an die Gleichrichter angelegt werden kann, weil es sonst zu Rückzündungen kommen könnte. Weiterhin liegt im Anodenstromkreis ein Überstromschalter, der die Anodenspannung beim Überschreiten des maximalen Anodenstromes abschaltet.

Die Tastung der Hochfrequenz erfolgt zweckmäßigerweise primärseitig am Anodentransformator. Um Einschaltspitzen am Transformator zu vermeiden, wird er stufenweise über Widerstände an das Netz gelegt. Mit einer Folgeschaltung zweier Relais erreicht man eine Zeitverzögerung von etwa 25 ms.

10. Aufbau eines Hochfrequenz-Generators

Der mechanische Aufbau muß allen genannten Forderungen gerecht werden. Es kommt darauf an, Netzteil und Hochfrequenzteil räumlich voneinander zu trennen; deshalb ist der Hochfrequenzteil in ein



Aluminiumgehäuse eingebaut, das elektrisch vollkommen dicht und das in einzelne Kammern unterteilt ist. Diese Kammern enthalten jeweils die Senderöhre, den Schwingkreis, die Auskoppelglieder und die Anpassungsglieder. Dadurch ist eine definierte Stromführung gewährleistet. Zwischen dem Primärkreis und der Koppelspule befindet sich außerdem ein Faradaysches Gitter, das eine kapazitive Kopplung zwischen beiden Kreisen verhindert. Die Zuleitungen zu den Senderöhren führen über Siebglieder. Der Netzteil ist mit dem Hochfrequenzteil zusammen in einem äußeren Schutzgehäuse untergebracht. Bei Generatoren mit über 10 kW Hochfrequenzleistung sind beide Teile getrennte Geräte, da der Einbau in ein gemeinsames

Gehäuse ein viel zu umfangreiches und zu schweres Gerät bedeuten würde. Aus dem gleichen Grunde wird auch das Anpassungsglied in einer getrennten Einheit untergebracht. Die Fortleitung der Hochfrequenz-Energie erfolgt über koaxiale Rohrleitungen. Im Zuge der sekundären Stromführung sind geeignete Mittel zur Unterdrückung noch vorhandener Oberwellen angeordnet. Es ist selbstverständlich, daß alle Hochfrequenz-Bauteile möglichst dämpfungsarm aufgebaut sind. Bild 17 zeigt einen 600-W-Impulsgenerator und Bild 18 einen aus drei Einheiten bestehenden 15-kW-Generator.

11. Elektrodenschutzgerät

Da verhältnismäßig hohe Spannungen an den Schweißelektroden anliegen, ist es vorteilhaft, Schutzvorrichtungen einzusetzen, die starke Verbrennungen der Elektroden bei Überschlügen verhindern. Es ist bekannt, daß Funkenüberschläge, die genaugenommen Rechteckstromimpulse sind, ein hochfrequentes Spektrum erzeugen. Werden diese Impulse im Takte einer diskreten Frequenz erzeugt, so erscheinen Energiemaxima bei den Harmonischen dieser Frequenz im Gesamtspektrum. Außerdem ergibt sich eine niederfrequente Modulation, die durch die Gasmoleküle der Luft hervorgerufen wird (Knattern der Funken). Dieser Vorgang wird in einem Elektrodenschutzschalter ausgenutzt. Eine kleine Antenne ragt in das HF-Streufeld der Elektrode. Über ein Hochpaßfilter werden nur die Harmonischen der Senderfrequenz durchgelassen und dann mit einer Diode gleichgerichtet, hinter der schließlich die niederfrequente Modulation zur Verfügung steht. Die Modulation der im Normalzustand vorhandenen Harmonischen ist ein Vielfaches von 50 Hz, je nach Form der Generatorbetriebsgleichspannung. Diese Modulation trifft auf einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von 2 kHz. Dahinter liegt ein zweistufiger Verstärker, gefolgt von einer Diode und einem Thyatron. Das Thyatron ist so weit vorgespannt, daß die Grundmodulation

noch nicht zum Zünden ausreicht. Findet nun ein Funkenüberschlag an den Elektroden statt, dann wird das über 2 kHz liegende Niederfrequenzspektrum dieses Funkens verstärkt, gleichgerichtet und auf das Thyatrongitter gegeben. Das Thyatron zündet und unterbricht damit die Anodenspannung des Generators. Da der gesamte Vorgang innerhalb weniger Millisekunden vor sich geht, wird die Auswirkung des Funkens an der Elektrode auf ein Mindestmaß herabgedrückt. Die Bilder 19 und 20 zeigen Ausführung und Schaltung des Elektrodenschutzgerätes.

Schrifttum

- [1] Steel, M., u. Witsenburg, E. C.: Erhitzung durch hochfrequente Felder. II. Kapazitive Heizung. Philips Techn. Rdsch. Bd. 11 (1950) Nr. 8, S. 236–244
- [2] ● Neumann, J. A., u. Bockhoff, F. J.: Welding of plastics. New York 1959, Reinhold Publishing Corp.
- [3] Technische Bestimmungen der Deutschen Bundespost für Hochfrequenz-Geräte und -Anlagen. Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Ausgabe A (1957) Nr. 127, S. 1122–1123
- [4] ● Meinke, H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [5] Funktechnische Arbeitsblätter: Oszillatoren für Hochfrequenz. Beilage der Funkschau Bd. 23 (1951) Nr. 5 u. Nr. 7
- [6] Hübner, R.: Industriebetrieb von Senderröhren. Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 1, S. 17–19
- [7] Dorgelo, E. G.: Über die Verwendung von Oszillatortrioden in HF-Generatoren mit wechselnder Belastung. Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 7, S. 241–247
- [8] Richtlinien für Maßnahmen zur Funkentstörung. VDE 0874/3. 1959

(eingegangen am 23. März 1959)

F. RAUSCH

IBM Deutschland, Elektronische Entwicklung

Selbstprüfungstechnik in elektronischen Rechenmaschinen

DK 681.142-83.001.4

Ein besonderes Problem der gesamten Rechenmaschinenteknik, das vor allem bei großen, sehr schnell und weitgehend selbsttätig arbeitenden Rechenmaschinen in Erscheinung tritt, ist die Frage nach der Möglichkeit einer Kontrolle über die Richtigkeit der durchgeführten Arbeiten. Dieses Problem hat auch mit der Verwendung neuer Bauelemente mit höherer oder vielleicht sogar unbegrenzter Lebenserwartung nichts an Aktualität verloren, denn es ist nicht möglich, eine Maschine durchweg mit solchen Bauelementen aufzubauen, und eine Kette ist nicht stärker als ihr schwächstes Glied. Aus lassen sich äußere Fehlerquellen, wie beispielsweise Staub (der beim Abfühlen von Magnetbändern Fehler hervorrufen kann), der Einfluß von Feuchtigkeit oder von korrodierenden Gasen, Netzspannungsschwankungen sowie fehlerhafte Stellen in Lochkarten, Lochstreifen und Magnetbändern nicht ganz vermeiden. Die Möglichkeit des Auftretens von Fehlern wird auch bei künftigen Entwicklungen stets gegeben sein. Es genügt daher nicht, für den Entwurf einer Rechenmaschine nur die gewünschte, das heißt richtige Arbeitsweise zu betrachten, sondern es müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit alle nur denkbaren Fehler mit Sicherheit und möglichst unmittelbar von der Maschine selbst erkannt werden. Darüber hinaus wäre es wünschenswert, mit Rücksicht auf leichte Prüfung, Bedienung, Wartung und Instandsetzung, auch gleichzeitig Fehlerart und Fehlerort anzuzeigen. Je nach Art des Fehlers sollte wahlweise entweder eine Wiederholung der Operation in dem fehlerhaften Teile oder Unterbrechung der Arbeit erfolgen können. Der erste Schritt auf dem Wege zu richtigen Ergebnissen besteht aber immer in Maßnahmen, die die Fehlererwartung von vornherein niedrighalten, wie zum Beispiel die Verwendung sorgfältig geprüfter Bauteile hoher Zuverlässigkeit und Lebensdauer, die Anwendung unkritischer Schaltungen, Speicherverfahren, weiterhin reichliche Dimensionierung aller Bauelemente, stabilisierte Betriebsspannungen, Temperaturkontrollen in der Maschine, gegebenenfalls sogar Aufstellung in klimatisierten und staub-

freien Räumen, gewissenhafte Herstellung und Prüfung der ganzen Anlage und nicht zuletzt eine regelmäßige vorbeugende Wartung.

Bei Anwendung aller dieser Maßnahmen, denen allerdings aus Gründen der Wirtschaftlichkeit auch Grenzen gesetzt sind, wird man die Fehlererwartung sehr verringern, ohne sie jedoch ganz zu beseitigen. Eine gewisse Fehlerquote kann man aber in Kauf nehmen, wenn ausreichende Vorkehrungen zur Fehlerentdeckung getroffen werden. Grundsätzlich gibt es zwei Möglichkeiten, die hierzu notwendigen Prüfungen der ausführenden Rechenmaschine selbst zu übertragen.

- 1) Die „Programmierte Prüfung“ durch das Einfügen von Prüfungsschritten (Kontrollrechnungen) in das eigentliche Rechenprogramm;
- 2) die „Selbstprüfung“ mit besonderen Prüfstromkreisen oder Stromkreisen, die sich selbst in ihrer Arbeit kontrollieren.

1. Programmierte Prüfung

Bei dieser Art der Prüfung werden im wesentlichen die vom manuellen Rechnen her bekannten und üblichen Verfahren angewendet, im einfachsten Fall etwa die Wiederholung einer Rechnung und der Vergleich der beiden Ergebnisse durch Subtraktion und anschließende Nullkontrolle oder die Rückrechnung vom Ergebnis auf die Ausgangsdaten. Die programmierte Prüfung hat jedoch einige Mängel. Man erfährt beispielsweise erst nach einer Reihe von Programmschritten, ob ein Ergebnis richtig (das heißt mit höherer Wahrscheinlichkeit richtig) ist. Fällt dagegen die Prüfung negativ aus, so hat man keinen Anhalt über Art, Ort oder Ursache des Fehlers. Die zusätzlichen Prüfungsschritte beanspruchen außerdem noch einen Teil der vorhandenen Speicherkapazität, und die Ausarbeitung und die Abwicklung des erweiterten Programms erfordern mehr Zeit. Auch können infolge dieser Art der Prüfung bei weitem nicht alle Maschinenfunktionen kontrolliert werden. Insbesondere ist eine Prüfung der Dateneingabe

und -ausgabe und der damit meist verbundenen Umschlüsselung nicht möglich. Besser und universeller ist dagegen die im folgenden beschriebene selbsttätige Prüfung mit besonderen Stromkreisen. Sie vermeidet die genannten Mängel, bedingt aber eine beträchtliche Verteuerung der Anlage. Für kleinere Rechner begnügt man sich daher oft mit der Möglichkeit der programmierten Prüfung.

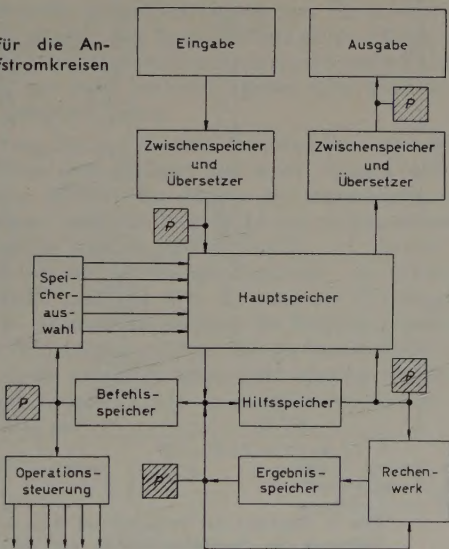
2. Selbstprüfung

2.1 Voraussetzungen für die selbsttätige Fehlererkennung

Die wichtigste Prüfung ist die Überwachung der Zahlen (gegebenenfalls auch Buchstaben und Sonderzeichen), die in einer programmgesteuerten Rechenmaschine nicht nur die zu verarbeitenden Daten repräsentieren, sondern auch die Instruktionen bilden, die diese Daten von ihren Speicherplätzen abrufen, die Operationen einleiten und die Reihenfolge der einzelnen Programmschritte bestimmen. Dabei muß die Kontrolle dieser Informationen möglichst schon dort wirksam werden, wo die Prüfmöglichkeiten des Menschen enden, also bei ihrer Eingabe etwa mit Lochstreifen, Lochkarten oder Tastaturen. Die auf diese Weise richtig eingegebenen Informationen werden dann auf allen ihren Wegen durch die Maschine ständig kontrolliert. Besondere Maßnahmen sind oft zur Prüfung der eigentlichen Rechenoperationen erforderlich, deren Ergebnisse dann weiter wie alle anderen Zahlen in der Maschine bis zum Augenblick ihrer Ausgabe durch Stanzen oder Drucken überwacht werden, wobei dieser Vorgang selbst nochmals einer Kontrolle unterzogen werden kann. Das Blockschema eines Rechners mit Angabe der Punkte, an denen Prüfungen auf gültige Zahlenwerte erfolgen, zeigt Bild 1.

Die Darstellung der Zahlen in Rechenmaschinen erfolgt fast ausschließlich im dualen oder im dezimalen Zahlensystem. Bei Ver-

Bild 1. Beispiel für die Anordnung von Prüfstromkreisen



wendung des Dezimalsystems werden die Dezimalziffern selbst wieder durch mindestens vierstellige Dualzahlen gebildet. Mit 4 Dualstellen sind $2^4 = 16$ Dualzahlen möglich, von denen 10 in theoretisch beliebiger Auswahl den 10 Dezimalziffern zugeordnet sind. Tab. I zeigt die 16 möglichen „Tetraden“ und zwei der gebräuchlichsten Dezimalschlüssel. Die Ziffern der Spalte a sind die Dezimalwerte der Tetraden des 1248-Codes, Spalte b zeigt die Dezimalziffern für die Tetraden, die den Excess-3-Code bilden. Bei dieser Art der Verschlüsselung führt in der Mehrzahl der Fälle die Veränderung einer einzelnen Dualziffer (bit) zu einer neuen, in demselben gewählten Code gültigen bit-Kombination. Zum Beispiel wird aus dem Zeichen *OLLL* (Dezimalziffer 7 des 1248-Codes) durch Verändern des Informationsinhaltes der dritten Dualstelle das ebenfalls in diesem Schlüssel gültige Zeichen *OOLL* (Dezimalziffer 3), ohne daß es irgendeiner Einrichtung in der Maschine möglich wäre, diese Veränderung überhaupt zu erkennen.

Als unbedingte Voraussetzung für die Fehlererkennung sind daher die zur Darstellung von Zahlen, Buchstaben und Sonderzeichen in der Maschine verwendeten bit-Kombinationen so auszuwählen, daß in einem Zeichen mindestens zwei bit verändert werden müssen, damit

ein anderes, in demselben Schlüssel gültiges Zeichen entsteht. Die Zahl der Veränderungen, die notwendig ist, um ein Zeichen in ein anderes zum gleichen Code gehörendes umzuwandeln, bezeichnet man als „Distanz“.

Tab. I. Die 16 möglichen Tetraden mit den beiden gebräuchlichsten Dezimalschlüsseln (a = 1248 - Code, b = Excess - 3 - Code)

a	b	Tetraden			
		O	O	O	O
1		O	O	O	L
2		O	O	L	O
3	0	O	O	L	L
4	1	O	L	O	O
5	2	O	L	O	L
6	3	O	L	L	O
7	4	O	L	L	L
8	5	L	O	O	O
9	6	L	O	O	L
0	7	L	O	L	O
	8	L	O	L	L
	9	L	L	O	O
		L	L	O	L
		L	L	L	O
		L	L	L	L

2.2 Code zur Fehlererkennung und Fehlerrückmeldung

Im Bild 2 sind für einen 3-bit-Schlüssel die acht möglichen Kombinationen in ihrer Distanz-Beziehung dargestellt. Die Distanz wird an den Würfelkanten gemessen. Zur Feststellung von Einzelfehlern müssen die Kombinationen mindestens die Distanz 2 haben. Bei drei Dualstellen genügen dieser Forderung maximal vier Dreiergruppen, zum Beispiel *OOO*, *OLL*, *LOL* und *LLO*. Allgemein können bei n Dualstellen 2^{n-1} Kombinationen mit der Distanz 2 gebildet werden. Für einen „Einzelfehler aufdeckenden“ Dezimalcode, das heißt, um 10 Zeichen mit der Distanz 2 zu bilden, braucht man mindestens 5 bit je Zeichen.

Entsteht infolge einer Störung aus dem Zeichen *OLL* in obigem Beispiel die bit-Kombination *OOL*, so wird sie mit Hilfe einer geeigneten Schaltung zwar als falsch erkannt, aber man kann nicht mehr feststellen, welches das ursprünglich richtige Zeichen war, denn *OOL* könnte ebensogut auch noch aus *LOL* oder *OOO* entstanden sein. Um die Möglichkeit der Korrektur von Einzelfehlern zu haben, müssen die Zeichen so gewählt werden, daß ihre Mindestdistanz 3 ist. Ein Einzelfehler ergibt dann eine bit-Kombination, die gegenüber der ursprünglichen die Distanz 1 hat und eine Distanz von 2 (oder größer) in bezug auf jedes andere Code-Zeichen. Dieser Forderung genügen zum Beispiel nur die beiden Zeichen *OOO* und *LLL*. Infolge eines Fehlers in *LLL* entstehen entweder *LLO*, *LOL* oder *OLL*, von denen jede eine kleinere Distanz von *LLL* hat als von *OOO*.

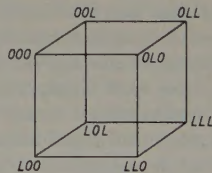


Bild 2. Die acht möglichen Kombinationen des 3-bit-Schlüssels in räumlicher Darstellung (Distanz-Beziehung)

Ein Einzelfehler korrigierender Code versagt aber bei zwei Fehlern, denn sie ergeben eine Kombination, die einer anderen als der richtigen näher steht, und ein Korrekturversuch resultiert in einem „falsch korrigierten“ Zeichen. Das ist auch einer der Gründe, weshalb man von der Möglichkeit der Selbstkorrektur, so interessant sie zunächst auch erscheinen mag, in Rechenmaschinen kaum Gebrauch macht. Ein anderer Nachteil ist der relativ große Aufwand für die Speicherung, die Übertragungswege und die Prüfstromkreise selbst. Bei 3 Dualstellen kann man eben nur 2 Zeichen mit der Distanz 3 bilden (*OOO* und *LLL*). Für einen Einzelfehler korrigierenden Dezimalcode benötigt man bereits 7 Dualstellen.

Eine Gruppe von Zeichen mit der Distanz 3 kann auch als „Doppelfehler-Erkennungs-Code“ verwendet werden. Für die meisten Anwendungen in Rechenmaschinen genügt aber schon die Feststellung von Einzelfehlern, weil man allein mit Rücksicht auf einen störungs-

armen Betrieb die Fehlererwartung so kleinhält, daß die Möglichkeit für das gleichzeitige Auftreten von zwei Fehlern in einem Zeichen im allgemeinen nicht berücksichtigt zu werden braucht. Eine der wenigen Ausnahmen bildet die Speicherung von Informationen auf Magnetband. Hierbei werden jedoch niemals nur einzelne Zeichen gespeichert oder gelesen, sondern stets ganze Zeichengruppen (Worte oder Sätze), wodurch sich weniger aufwendige Prüfmöglichkeiten für die Erkennung mehrerer Fehler bieten.

Für die praktische Durchführung der Prüfung genügt es nicht, daß zwischen den einzelnen Zeichen eines Codes nur die gewünschte Distanzbeziehung besteht. Die verwendeten Zeichen müssen auch ein leicht zu prüfendes, gemeinsames Kennzeichen haben. Ein solches ist beispielsweise die Anzahl der *L*-bit. Verwendet man zur Verschlüsselung nur Zeichen mit einer geraden Anzahl von *L*-bit (im folgenden nur mit bit bezeichnet), so wird bei einem einzelnen Fehler die bit-Zahl ungerade, und erst infolge eines weiteren Fehlers könnte wieder ein Zeichen mit gerader bit-Zahl, also ein gültiges Zeichen, entstehen. Entsprechendes gilt selbstverständlich auch für Zeichen mit ungerader bit-Zahl. Bei Verwendung von Zeichen mit einer bestimmten bit-Zahl, zum Beispiel 2, wird die Möglichkeit für das Auftreten unentdeckter Fehler noch wesentlich verringert. Während bei der Prüfung auf gerade bit-Zahl der Verlust oder das Hinzukommen zweier bit oder der Verlust eines bit und das Hinzukommen eines anderen zu einem unentdeckten Fehler führt, tritt ein solcher Fall bei der Prüfung auf eine bestimmte bit-Zahl nur unter der zuletzt genannten Bedingung auf.

In Tab. II sind die 16 Tetraden der Tab. I in Spalte c auf eine gerade bit-Zahl ergänzt. Die Ziffern der Spalte a sind die Dezimalwerte zu den Codezeichen des „geprüften“ 1248-Schlüssels.

Tab. II. Auf eine gerade bit-Zahl ergänzte Tetraden der Tab. I

a	b					c
		O	O	O	O	O
1	0	O	O	O	L	L
2	1	O	O	L	O	L
3	2	O	O	L	L	O
4	3	O	L	O	O	L
5	4	O	L	O	L	O
6	5	O	L	L	O	O
7		O	L	L	L	L
8	6	L	O	O	O	L
9	7	L	O	O	L	O
0	8	L	O	L	O	O
		L	O	L	L	L
	9	L	L	O	O	O
		L	L	O	L	L
		L	L	L	O	L
		L	L	L	L	O

Zehn von diesen 16 Gruppen, in Spalte b mit den Ziffern 0 bis 9 bezeichnet, haben nun 2 bit und bilden den „selbstprüfenden“ 2-von-5-Code. Der Unterschied zwischen einem geprüften Code und einem selbstprüfenden Code besteht nicht in den verwendeten bit-Kombinationen, denn die Fünfergruppen des 2-von-5-Codes könnten ebenso als Tetrade mit Prüf-bit betrachtet werden. Die Bezeichnungen selbstprüfend und geprüft beziehen sich vielmehr auf die unterschiedliche Behandlung der einzelnen Dualstellen. Beim geprüften Code wird zwischen Informations-bit und Prüf-bit unterschieden. Nur die informationstragenden Stellen werden miteinander in Rechen-

Tab. III. Biquinär-Code

	Binär-Teil		Quinär-Teil				
	B0	B5	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4
0	L	O	L	O	O	O	O
1	L	O	O	L	O	O	O
2	L	O	O	O	L	O	O
3	L	O	O	O	O	L	O
4	L	O	O	O	O	O	L
5	O	L	L	O	O	O	O
6	O	L	O	L	O	O	O
7	O	L	O	O	L	O	O
8	O	L	O	O	O	L	O
9	O	L	O	O	O	O	L

operationen verknüpft oder bilden die Speicheradressen, Operationsbefehle usw. Das Prüf-bit wird nur mitgeführt und hat keine andere Aufgabe, als die bit-Zahl im Informationsteil auf gerade oder ungerade zu ergänzen und so die Fehlererkennung zu ermöglichen. Dagegen werden bei einem selbstprüfenden Code alle Dualziffern gleich behandelt und üben die gleiche Funktion aus. In dieser Form läßt sich besonders gut der in Tab. III gezeigte Biquinär-Code verwenden. Als Prüfmerkmal dient hier die Eigenschaft, daß jedes Zeichen 1 bit im sogenannten Binär-Teil und 1 bit im Quinär-Teil hat. Trotz des relativ großen Aufwandes für Speicherung und Übertragungswege findet dieser Schlüssel in Rechnern Verwendung, da er unter anderem auch die selbsttätige Prüfung der eigentlichen Rechenoperationen erlaubt.

2.3 Beschreibung einiger ausgeführter Prüfstromkreise

Die Ausführung der Prüfstromkreise hängt nicht nur von dem verwendeten Schlüssel und den Prüfmerkmalen ab, sondern auch von der Form des Informationsflusses. Bild 3 zeigt das Blockbild eines Prüfstromkreises für die Prüfung auf eine gerade bit-Zahl je Zeichen bei Serien/Parallelübertragung (Zeichenfolge in Serie bei Parallel-bit-

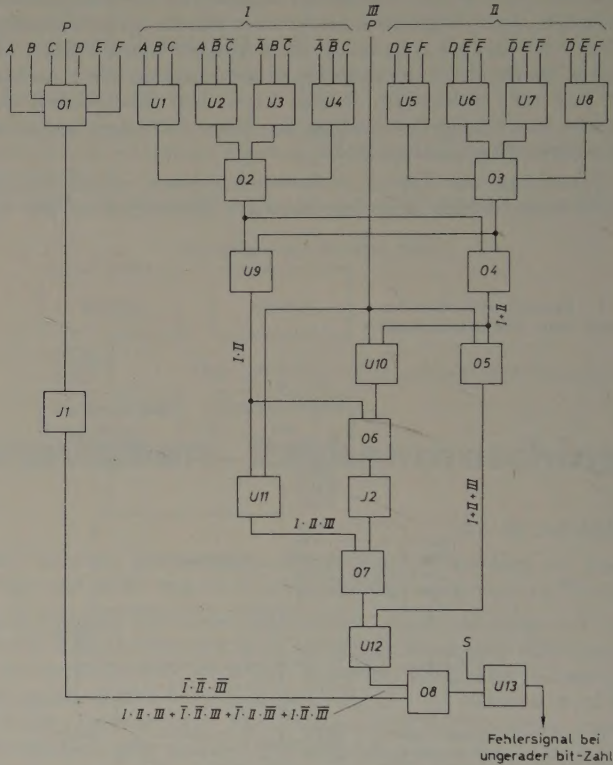


Bild 3. Blockbild der Prüfschaltung eines 7-bit-Schlüssels bei Paralleldarstellung der Zeichen

Darstellung der Zeichen). Zum besseren Verständnis der nachfolgenden Beschreibung dieser Schaltung sei vorausgeschickt, daß eine Leitung stets dann „Signalpotential“ führt (im folgenden einfach als positiv angenommen), wenn die angeschriebene Bedingung gegeben ist. So bedeutet zum Beispiel *A* am Und-Schalter *U* 3, daß dieser Eingang positiv ist, wenn kein *A*-bit vorhanden ist. Es sei ferner noch darauf hingewiesen, daß der Ausgang eines (positiven) Und-Schalters nur dann Signalpotential führt, wenn alle seine Eingänge positiv sind. Dagegen gibt ein Oder-Schalter für jeden positiven Eingang auch ein positives Ausgangssignal ab. Seine Aufgabe besteht somit lediglich darin, verschiedene Signale rückwirkungsfrei zusammenzuschalten.

Die 6 Informations-bit (*A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*) sind in die beiden Gruppen *ABC* (*I*) und *DEF* (*II*) aufgeteilt. Das Prüf-bit *P* bildet gewissermaßen eine dritte Gruppe (*III*). Die Signale kann man sich zum Beispiel von einem Register kommend denken, das aus 7 Triggern besteht, an denen naturgemäß sowohl die regulären Signale (*A*, *B* usw.) als auch die invertierten Signale (*A*, *B* usw.) zur Verfügung stehen. Ohne nähere Erläuterungen erkennt man, daß der Ausgang des Oder-Schalters *O* 2 positiv sein wird, wenn in der Gruppe *I* die Zahl der

bit ungerade ist, das heißt, entweder ist das *A*-bit, das *B*-bit oder das *C*-bit allein vorhanden, oder es liegen alle drei gleichzeitig vor. Entsprechendes gilt für Gruppe *II*. Gruppe *III* enthält nur das *P*-bit und ist somit ungerade, wenn es vorhanden ist. Hat ein Zeichen eine ungerade Anzahl bit, also 1, 3, 5 oder 7 bit, dann wird auch eine ungerade Anzahl von Gruppen einen positiven Ausgang haben, nämlich Gruppe *I* oder *II* oder *III* allein oder Gruppe *I* und *II* und *III* gleichzeitig. Der Boolesche Ausdruck für einen positiven Ausgang bei einer ungeraden bit-Zahl ist dann

$$I \cdot II \cdot III + \bar{I} \cdot II \cdot III + \bar{I} \cdot II \cdot \bar{III} + I \cdot \bar{II} \cdot \bar{III},$$

wobei die Bedingung für *I* (und entsprechend auch für *II*) selbst wieder lautet

$$I = A \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{B} \cdot C + A \cdot B \cdot \bar{C} + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$$

Im Falle „gerade Zahl von Informations-bit und Prüf-bit“ (das ist die Gruppe *I · II · III*) arbeitet die Schaltung folgendermaßen: Der Ausgang von *O 2* wird positiv, wenn die bit-Zahl der zugehörigen Gruppe entweder 1 oder 3 ist. Das gleiche gilt auch für *O 3*. Die beiden Ausgänge sind in Und-Verknüpfung an *U 9* zusammengeführt, dessen Ausgang somit positiv wird, wenn die bit-Zahl 2, 4 oder 6 ist. Ist dann außerdem noch ein *P*-bit vorhanden, so hat das betreffende Zeichen eine ungerade bit-Zahl und ist ungültig. Diese Tatsache wird durch den positiven Ausgang an *U 11*, an dem 2, 4 oder 6 bit und *P*-bit zusammengeschaltet sind, angezeigt.

Als Fehler wird von diesem Prüfstromkreis auch der Fall $\bar{I} \cdot \bar{II} \cdot \bar{III}$ erkannt, das heißt das Fehlen aller bit in einem Zeichen. Die Anzeige erfolgt in diesem Falle über *O 1*, *J 1* und *O 8*. Der Ausgang der Invertierstufe *J 1* ist immer positiv, wenn keiner der Eingänge an *O 1* positiv ist, das heißt, auch wenn keine Übertragung von Informationen stattfindet. Damit in diesem Fall keine Fehleranzeige erfolgt, wird der Ausgang des Prüfstromkreises noch mittels eines Signals *S* kontrolliert, das die Prüfung nur dann wirksam werden läßt, wenn tatsächlich Informationen erwartet werden.

Eine Prüfschaltung für den gleichen Schlüssel bei Seriendarstellung der Zeichen könnte zum Beispiel aus einem Trigger mit binärem Eingang bestehen (Bild 4). Zu Beginn der Übertragung wird der Trigger auf „gerade“ gelöscht. (Sofern bei der vorhergehenden Übertragung kein Fehler vorkam, wird er ohnehin auf „gerade“ stehen.) Der erste Impuls schaltet ihn um auf „ungerade“, der nächste wieder zurück auf „gerade“ usw. Zur Zeit *X*, wenn die Übertragung eines Zeichens zu Ende ist, wird die Stellung des Triggers geprüft und bei „ungerade“ ein Fehlersignal gegeben. Bei der beschriebenen Prüfung auf „gerade“ würde allerdings keine Fehleranzeige erfolgen, wenn beispielsweise der Trigger infolge eines Stromkreisfehlers stets in

sieben parallelen Spuren erfolgt, am Ende eines Wortes oder eines Satzes die bit-Zahl in jeder Spur auf gerade ergänzt, wie in Tab. IV für die Zeichengruppe XYZ 6789 gezeigt.

Tab. IV. Ergänzung der bit-Zahl für die Gruppe XYZ6789 auf eine gerade Zahl

	X	Y	Z	6	7	8	9	PZ
Pb	O	O	L	O	L	L	O	L
A	O	O	O	O	O	O	O	O
B	L	L	L	O	O	O	O	L
C	O	L	L	O	O	L	L	O
D	L	O	O	L	L	O	O	L
E	L	O	O	L	L	O	O	L
F	L	O	L	O	L	O	L	O

Pb = Prüf-bit, PZ = Prüfzeichen.

Beim Lesen wird dann geprüft, ob die bit-Zahl in jeder Spalte und in jeder Zeile gerade ist. Die vertikale Paarigkeitsprüfung erfolgt mit einer Schaltung nach Bild 3, die horizontale ähnlich der im Bild 4, wobei für jede der sieben Bandspuren ein solcher Stromkreis vorhanden sein muß. Diese Längs- und Querprüfung versagt erst, wenn in einem Wort oder Bandsatz entweder 4 bit hinzukommen oder 4 bit verlorengehen und die 4 Fehlerstellen außerdem die Ecken eines Rechtecks bilden.

Bild 5 zeigt einen Stromkreis zur Prüfung biquinär verschlüsselter Zahlen bei Serien-/Parallel-Darstellung. Im linken Teil der Schaltung (*O 1*, *O 2*, *U 6*, *J 1*) wird die Anwesenheit von mindestens einem binären

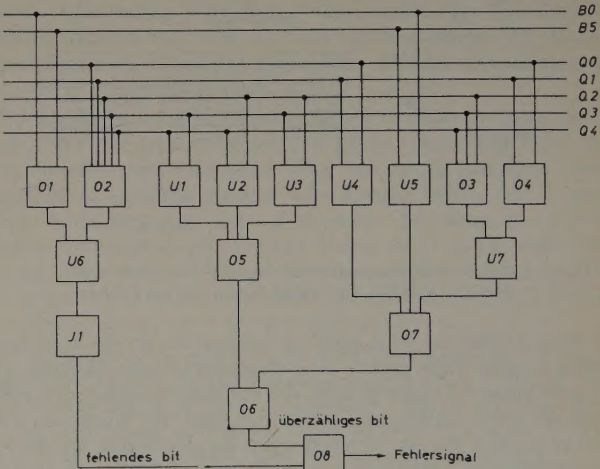


Bild 5. Prüfschaltung für den Biquinär-Code

und einem quinären bit geprüft. Der rechte Teil der Schaltung spricht an, wenn eine Ziffer mehr als ein binäres und ein quinäres bit hat. Die Prüfung auf eine bestimmte bit-Zahl ist eine noch bessere Kontrolle als die beschriebenen Verfahren auf gerade oder ungerade. Der wesentliche Vorteil des biquinären Schlüssels aber ist, daß er sein Prüfmerkmal bei beliebigen Operationen unverändert beibehält. Addiert man zwei biquinär verschlüsselte Zahlen, so muß jede Ergebnisziffer auch wieder aus einem binären und einem quinären bit bestehen. Auf diese Eigenschaft werden die Ergebnisse Ziffer für Ziffer am Ausgang des Addierwerks mit einer Schaltung nach Bild 5 geprüft. Gehen bei einem Fehler im Addierwerk ein bit oder auch beide verloren oder kommen ein oder mehr bit hinzu, so spricht die Schaltung an. Für einen unentdeckten Addierfehler müßte jedoch beispielsweise das quinäre bit verlorengehen und dafür ein anderes quinäres bit entstehen.

Bei geprüften Schlüsseln steht das Prüf-bit der Ergebnisziffern nicht in einer einfachen Beziehung zu dem Prüf-bit der Operanden, wie die beiden folgenden Beispiele zeigen:

$$\begin{array}{rcl} 2 \text{ } 00LO \text{ } L & 4 \text{ } 0LOO \text{ } L & \\ 3 \text{ } 0OLL \text{ } O & 3 \text{ } 0OLL \text{ } O & \\ \hline 5 \text{ } 0LOL \text{ } O & 7 \text{ } 0LLL \text{ } L & \end{array} \quad +$$

Das Prüf-bit der Summen kann bei gleicher bit-Zahl der Summanden einmal *O* und einmal *L* sein. Zur Prüfung muß man entweder das Prüf-

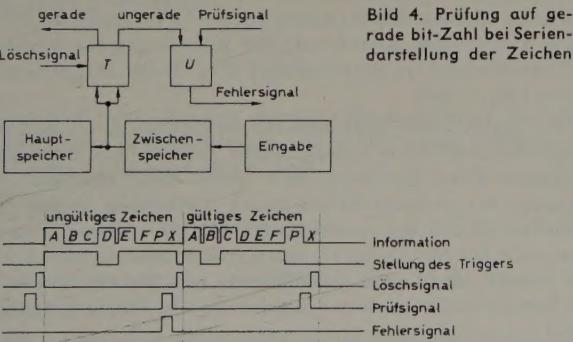


Bild 4. Prüfung auf gerade bit-Zahl bei Seriendarstellung der Zeichen

seiner Löschstellung verbleibt oder wenn in einem Zeichen oder auch in einer ganzen Reihe von Zeichen alle bit fehlen, ein Fehler also, der sehr im Bereich des Möglichen liegt. Eine Prüfung auf „ungerade“ vermeidet diesen Mangel. Dabei wird der Trigger zu Beginn jeder Ziffernzeit auf „gerade“ gesetzt und muß bei beendeter Übertragung einer Ziffer auf „ungerade“ stehen.

Für manche Anwendung, wie die bereits genannte Speicherung von Informationen auf Magnetband, ist das Erkennen von Einzelfehlern nicht ausreichend. Neben der beschriebenen Zeichenprüfung wird als weitere Kontrolle beim Beschriften der Bänder, das zum Beispiel in

bit der Summenziffer aus den beiden Summanden „berechnen“, oder man muß das Addierwerk doppelt ausführen, die Ergebnisse ständig miteinander vergleichen und schließlich für die Summenziffer wieder das richtige Prüf-bit erzeugen.

Eine andere Möglichkeit zur Prüfung arithmetischer Operationen ist die Neunerprobe. Der Rest, der bei Division der Operanden durch 9 verbleibt, wird denselben Operationen unterworfen wie die Operanden selbst. Die Zahl, die sich daraus ergibt, muß gleich dem vom Ergebnis gewonnenen Neunerrest sein, wie das nachstehende Beispiel zeigt.

$$\begin{array}{r} 19 : 9 = 2 \text{ Rest } 1 \\ 34 : 9 = 3 \text{ Rest } 7 \\ \hline 53 : 9 = 5 \text{ Rest } 8 \end{array} \quad +$$

Bisher wurde als selbstverständlich vorausgesetzt, daß die zu verarbeitenden Informationen richtig in die Maschine eingegeben und verschlüsselt worden sind. Damit das auch wirklich gewährleistet ist, sind aber besondere Prüfungen erforderlich. Bild 6 zeigt ein Beispiel für die Prüfung auf richtige Eingabe und Verschlüsselung der Informationen von Lochkarten. Jede Karte wird zweimal abgefühlt. Bei

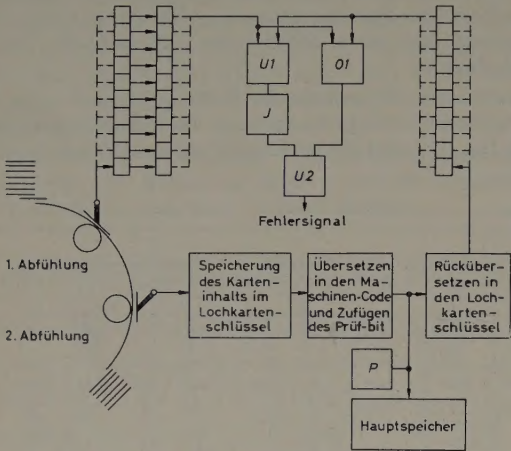
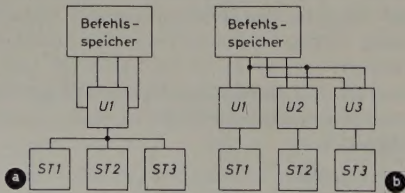


Bild 6. Blockbild einer Prüfschaltung zum Prüfen auf richtiges Abfühlen und Verschlüsseln von Lochkarten

der ersten Abföhlung wird lediglich festgestellt, ob die Zahl der Lochungen in jeder Zeile gerade oder ungerade ist. Die Zählung erfolgt mit einem binären Trigger je Zeile, der zugleich das Ergebnis speichert. Sobald die erste Abföhlung beendet ist, sind die Werte aus diesem Speicher in einen zweiten zu übertragen, da gleichzeitig mit der nachfolgenden zweiten Abföhlung bereits die erste Abföhlung der nächsten Karte erfolgt. Bei der zweiten Abföhlung werden die Informationen zunächst in einem Zwischenspeicher im Lochkartenschlüssel gespeichert. Bei ihrer Übertragung in den Hauptspeicher erfolgen dann die Übersetzung in den internen Maschinenschlüssel und das Hinzufügen des Prüf-bit. Der so verschlüsselte Karteninhalt wird aber gleichzeitig mit der Übertragung zum Hauptspeicher auch wieder in den Lochkartenschlüssel zurückübersetzt, die Zahl der „Lochungen“ wieder von einer Reihe von Binär-Trigger gezählt und dieses Ergebnis mit dem Ergebnis der ersten Abföhlung verglichen. In ähnlicher Weise geht auch die Prüfung der Ausgabe vor sich.

Bild 7a. Einzelner Fehler am Und-Schalter U1 löst alle drei Trigger aus

Bild 7b. Einzelner Fehler kann nur einen der drei Trigger auslösen



Neben den beschriebenen Prüfmaßnahmen ist in Rechnern noch eine ganze Reihe weiterer Prüfungen möglich. Nicht alle werden aktiv von besonders zu diesem Zweck installierten Stromkreisen durchgeführt. Zum Teil bestehen die Prüfungen darin, daß man mit einer wohl-durchdachten Verkettung der steuernden Signale den Ablauf einer Operation kontrolliert und den Start einer neuen Operation verhindert, wenn die vorhergegangene nicht richtig ausgeführt und be-

endet worden ist. Eine andere Kontrolle besteht darin, daß man die Ausführung einer Operation niemals von nur einem einzigen Signal abhängig macht. Im Bild 7a könnten die Steuertrigger ST 1 bis ST 3, die zum Beispiel für eine Addition benötigt werden, infolge einer kurzzeitigen Störung am Und-Schalter U 1 oder dem nachfolgenden Übertragungsweg ausgelöst werden. Gelingt es dagegen, eine Anordnung nach Bild 7b zu treffen, so wird eine einzelne Störung auch nur eine der drei Funktionen bewirken. Mit weiteren Schaltmaßnahmen wird erreicht, daß in diesem Falle die Operation entweder gar nicht oder nur unvollständig ablaufen kann und damit schon der Start der folgenden Operation verhindert wird.

Mit der Anwendung von Prüfmaßnahmen wächst der Umfang einer Rechenmaschine beträchtlich, und damit wird leider auch wieder die Fehlererwartung größer. Eine Maschine, die konsequent selbstprüfend auf Einzelfehler ist, hat einen etwa 20...30% größeren Umfang als eine Maschine ohne Prüfeinrichtungen. Die damit erreichte Zuverlässigkeit ist aber auf jeden Fall viele Größenordnungen höher als die mit menschlichen Arbeitskräften erreichbare. Sie kann zudem bei Bedarf infolge zusätzlicher Anwendung von programmierten Prüfungen noch weiter erhöht werden.

Schrifttum

- Keister, W., Ritchie, A. E., u. Washburn, S. H.: The design of switching circuits. New York 1951, Nostrand
- Richards, R. K.: Arithmetic operations in digital computers. New York, Nostrand

(eingegangen am 3. April 1959)

H. VÖLZ

Abschätzung der Kanalkapazität für die Magnettonaufzeichnung

1. Einleitung

DK 681.84.083.8

Mit der speziellen Informationstheorie (Kommunikationstheorie) wird gezeigt, daß bei geeigneter Codierung auch über einen stark gestörten Kanal fehlerfreie Information übertragen werden kann. Der maximale Nachrichtenstrom H' [bit/s] kann dann höchstens gleich der sogenannten Kanalkapazität C sein. Zunächst sei hier einmal die einfachste Berechnung der Kanalkapazität wiedergegeben, weil anschließend ein ganz ähnlicher Weg für das Magnettonverfahren eingeschlagen wird.

Ist der quadratische Mittelwert der Störspannung U_s , so können nur Amplitudenschritte a unterschieden werden, die ein ganzzahliges Vielfaches dieser Spannung sind. Wenn nicht ausdrücklich anders vermerkt, sei in dieser Arbeit immer stationäres, weißes, gaußsches Rauschen als Störung vorausgesetzt. Für die optimale Codierung hat dann auch das Nutzsignal U_n einen vollkommen statistischen Charakter. Deshalb überlagern sich Störung und Nutzsignal am Ausgang des Kanals quadratisch und ergeben so die Empfangsspannung U_e

$$U_e^2 = U_n^2 + U_s^2 \tag{1}$$

Die Anzahl der möglichen Amplitudenschritte ist dann mit

$$a = \frac{U_e}{U_s} \tag{2}$$

gegeben. Da nun diese Spannungen am Ausgang auf denselben Abschlußwiderstand treffen, sind ihre Quadrate auch den entsprechenden Leistungen mit demselben Faktor (r) proportional, also

$$U_n^2 = r \cdot P_n \text{ und } U_s^2 = r \cdot P_s$$

Gl. (1) in Gl. (2) eingesetzt, ergibt

$$a = \sqrt{\frac{P_n}{P_s} + 1} \tag{3}$$

Die Anzahl der in der Informationstheorie gebräuchlichen Zweierschritte z [bit] ist mit dem Zweierlogarithmus aus den Amplitudenstufen zu gewinnen. So folgt

$$z = \lg a = \frac{1}{2} \lg \left(1 + \frac{P_n}{P_s} \right) \tag{4}$$

Multipliziert man die Anzahl der Zweierschritte mit der doppelten Bandbreite B des Kanals, so erhält man die Kanalkapazität

$$C = 2 B \cdot z = B \cdot \lg \left(1 + \frac{P_n}{P_s} \right) \tag{5}$$

Diese Ableitung ist offensichtlich nur für große Störabstände richtig. Die Gültigkeit der Gl. (5) läßt sich aber auch für ein beliebiges Nutz-/Störverhältnis zeigen. Bei nicht weißem oder nicht gaußschem Rauschen nimmt die Kanalkapazität mit einem Faktor $k \geq 1$ zu.

2. Das Magnetband als Kanal

Berechnet man die Kanalkapazität der Magnetbandübertragung nach Gl. (5), so erhält man zu große Werte, weil der Magnetbandkanal doch nicht so einfach zu beschreiben ist. Es existieren hierfür nämlich zwei unkorrelierte Störquellen, die in unterschiedlicher Weise die Kanalkapazität vermindern. Zunächst ist das Grundgeräusch vorhanden, das Gl. (5) mit dem Störabstand P_n/P_s berücksichtigt. Der Störabstand kann für Studiogeräte mit 60 dB angenommen werden. Hinzu kommt noch, daß diese Störung infolge der Frequenzganglinearisierung kein weißes Rauschen ist. Es wird aber, wie bereits angedeutet, nur die Kanalkapazität etwas vergrößert, was jedoch weiterhin nicht betrachtet werden soll. Der zweite Störanteil liegt in der Inhomogenität des Bandes selbst begründet. Das Band hat deswegen örtlich und infolge des Abspielens auch zeitlich unterschiedliche Empfindlichkeiten. Es entstehen Pegelschwankungen des aufgezeichneten Signals, die der Signalamplitude etwa proportional sind. Da auf diese Weise das bei Gleichstrommagnetisierung gemessene Spektrum bei Tonaufzeichnung als rechtes und linkes Seitenband erscheint, dürfte hierfür die Bezeichnung Modulationsrauschen angebracht sein. Der Einfachheit halber sei dieses Rauschen auch als weißes Rauschen mit gaußscher Verteilung angesehen. Den quadratischen Mittelwert seiner Amplitude bezeichnet man mit U_m . Infolge seiner Proportionalität mit der Nutzspannung U_n kann man den Modulationsfaktor m einführen

$$m \cdot U_n = U_m \tag{6}$$

Die Bandhersteller geben für ihre Bänder (allerdings unter Berücksichtigung nicht aller Spektralbereiche) einen Wert p an, der mit der folgenden Gleichung definiert sein könnte

$$p = 20 \cdot \lg (1 + m) \tag{7}$$

Auch die Zahlenwerte stimmen etwa überein. Für übliche Bänder ist p etwa 1 dB.

Zum besseren Verständnis häufig gebrauchter Definitionen der verschiedenen Bandstörungen sei hier noch kurz ihre Zuordnung umrissen. Zu dem Grundrauschen des Verstärkers ist noch das Eigenrauschen des Bandes ohne Modulation hinzuzuzählen. Auch Störungen bei unzureichender Löschdämpfung gehören hierher. Zur zweiten Störungsart hingegen zählen der Gleichfeld-Rauschspannungsabstand, seine Auswirkungen bei normaler Aufzeichnung, die Bandflußschwankungen, die Einflüsse schlechter Kopierdämpfung, schwankender Kopfkontakt und schließlich die Auswirkungen von nicht sorgfältig konstruierten Bandhöhenführungen. Trotz dieser umfangreichen Störungsarten ist die Zusammenfassung in diesen beiden Gruppen berechtigt, zumal ihre Trennung bei den verschiedenen Meßmethoden nicht so einfach gelingt.

Nach den vorangegangenen Betrachtungen liegt es nahe, den Übertragungskanal des Magnetbandes in zwei Teile zu zerlegen (Bild 1). Von der Quelle geht der zu übertragende Nachrichtenstrom H'_n auf den Magnetbandkanal. Dort wird er zunächst in einem Amplitudenmodulator mit dem Modulationsstrom H'_m verändert, und es entsteht der neue Nachrichtenstrom $H'_{n,m}$. Dann schließt sich der übliche, gestörte Nachrichtenkanal an. Nach Hinzufügen des Störungsflusses H'_s erhält der Empfänger den Nachrichtenstrom $H'_{n,m+s}$.

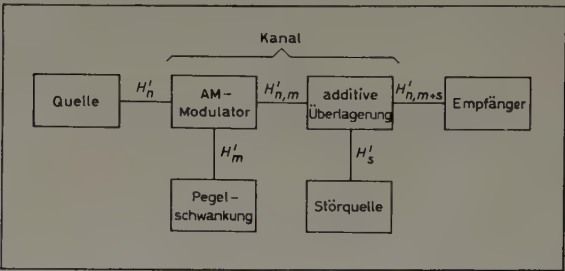


Bild 1. Schema des Kanals für die Magnetbandübertragung

Es liegt nun nahe, ähnliche Erscheinungen, die zu einem gewissen Teil an den Schwund bei der drahtlosen Übertragung erinnern, auch bei anderen Übertragungskanälen zu suchen. Deshalb müßte es genau wie dort auch beim Magnetband möglich sein, einen „Schwundausgleich“ aufzubauen. Allerdings sind entsprechende Anordnungen wegen des hier umfangreicheren Störspektrums weitaus schwerer zu realisieren. Gleichzeitig tritt hierbei eine zusätzliche Verringerung der Kanalkapazität auf, weil ein Teil der Bandbreite des Kanals dazu benötigt wird. Sinnvoller ist es, einen Hilfskanal zu benutzen, der zusätzliche Information vermittelt.

Weiterhin sucht man zur Vervollständigung des Übertragungskanals noch nach weiteren unkorrelierten Störquellen. Auch hier bietet das Magnettonverfahren wieder einen Weg. Bei ungleichmäßiger Bandgeschwindigkeit entsteht nämlich eine Frequenzmodulation, deren Spektrum einen weiteren Störfluß darstellt. Allerdings ist er beim Magnetton vorwiegend periodischer Natur und somit wesentlich leichter zu unterdrücken. Da er physikalisch nicht statistisch bedingt ist, sei er hier nicht weiter betrachtet, obwohl sein Einfluß für allgemeine Betrachtungen von Bedeutung sein könnte.

Vor der endgültigen Abschätzung sei eine überschlägliche Rechnung vorgenommen. Ist die Amplitudenschwankung etwa 1 dB, so sind auch nur Amplitudenschritte von ungefähr 1 dB zu unterscheiden. Bei einem Störabstand von 60 dB folgen so etwa 60 Stufen. Hierbei ist noch nicht berücksichtigt, daß die unteren Amplitudenschritte größer gewählt werden müssen, weil das Eigenrauschen überwiegt. Hiernach kann die Kanalkapazität also höchstens gleich $B \cdot \lg 60$ sein, während die normale Rechnung $B \cdot \lg 1000$ liefern würde. Es wäre also die Kanalkapazität etwa um den Faktor 1,7 zu groß bestimmt. Gleichzeitig zeigt diese Abschätzung, daß der Hauptteil der Kapazität von der Bandbreite erbracht wird, wodurch ganz besonders die Bedeutung „harter“ Bänder unterstrichen wird. Eine nur mit Entzerrung bewirkte Vergrößerung der Bandbreite vergrößert auch stets die gesamten Pegelschwankungen, so daß dabei nur unwesentlich an Kanalkapazität gewonnen werden kann.

3. Die Abschätzung

Unter der Voraussetzung, daß beide Störquellen sowohl untereinander als auch vom Nutzsignal statistisch vollkommen unabhängig sind, sollen die so möglichen Amplitudenstufen berechnet werden. Weiterhin sollen die Störquellen stationäres, weißes Rauschen mit gaußscher Verteilung aussenden. Der untere Amplitudenschritt ist dann gleich der ohne Signal vorhandenen Grundstörspannung U_s . Es ist also

$$U_0 = U_s \tag{8}$$

Der nächste Amplitudenschritt muß um die Rauschspannung und zusätzlich um die zugehörige Modulationsspannung größer sein. Wegen der statistischen Verteilung gilt hierfür die quadratische Summierung. Die zum ersten Amplitudenschritt gehörende Spannung ist

$$U_1^2 = U_0^2 + U_0^2 (1 + m)^2 \tag{9}$$

Für die n -te Amplitudenstufe folgt entsprechend

$$U_n^2 = U_0^2 + U_{n-1}^2 (1 + m)^{2n} \quad (10)$$

Setzt man hier die vorangegangenen Amplitudenstufen ein, so folgt

$$U_n^2 = U_0^2 \cdot \sum_{\nu=0}^n (1 + m)^{2\nu} \quad (11)$$

Der Induktionsbeweis läßt sich hierfür auch bei der $(n + 1)$ -ten Stufe erbringen. Zur weiteren Rechnung ist eine Umformung zweckmäßig.

$$\frac{U_n^2}{U_0^2} = (1 + m)^{2n} \cdot \sum_{\nu=0}^n \left(\frac{1}{1 + m} \right)^{2\nu} \quad (12)$$

Da m nur positiv sein kann, stellt die Summe die auch für $n \rightarrow \infty$ konvergierende geometrische Reihe dar. Bezeichnet man weiterhin die Summe mit R , so ist hierfür leicht eine Abschätzung anzugeben. Es ist also

$$R = \sum_{\nu=0}^n \left(\frac{1}{1 + m} \right)^{2\nu} \quad (13)$$

Für die geometrische Reihe gilt

$$\sum_{\nu=0}^{\infty} x^{\nu} = \frac{1}{1 - x} \quad (14)$$

Da die Reihe für R bei nur positiven Gliedern im allgemeinen früher abbricht, erhält man die folgende Abschätzung:

$$1 \leq R \leq 1 + \frac{1}{2m + m^2} \quad (15)$$

Je größer die Anzahl der Amplitudenschritte ist, um so mehr nähert sich R der rechten Seite dieser Ungleichung. Außerdem ist der Bereich für R um so kleiner, je größer m ist.

In Gl. (12) ist n dadurch bestimmt, daß U_n gleich der Empfangsspannung U_e sein soll. Nach Logarithmieren der dadurch entstandenen Gleichung folgt für die möglichen Amplitudenschritte

$$n = \frac{\lg(U_e/U_s) - \frac{1}{2} \lg R}{\lg(1 + m)} \quad (16)$$

Mit Ausnahme des Restgliedes stimmt diese Gleichung mit der bei der Grob-Abschätzung verwendeten Rechnung überein. Sollen in dieser Gleichung die üblichen dB-Zahlen verwendet werden, so sind Zähler und Nenner noch mit dem Faktor 20 zu multiplizieren. Bezeichnet man dann die dB-Zahl des Störabstandes U_e/U_s mit s und die der Meßgenauigkeit $1 + m$ mit g , so gilt

$$n = \frac{s - 10 \cdot \lg R}{g} \quad (17)$$

Für die Kanalkapazität folgt hieraus

$$C = 2 B \cdot \lg \left(\frac{s - 10 \cdot \lg R}{g} \right) \quad (18)$$

Eine minimale Kapazität erhält man, wenn für R die mögliche obere Grenze aus Gl. (15) eingesetzt wird. Mit dem so gewonnenen n kann man dann in Gl. (13) den Wert des Restgliedes verbessern und aus Gl. (17) den genaueren Wert für n bestimmen. Auf diese Weise läßt sich die Näherung zumindest bis zur besten ganzen Zahl für n fortsetzen. Vor allem hängt die weitere, noch genauere Berechnung davon ab, wie stark sich das Restglied zwischen den beiden besten ganzen Zahlen ändert. Auf jeden Fall dürfte n aber bis auf eine Stelle hinter dem Komma abzuschätzen sein. Gegen eine weitergehende Näherung ist vielleicht ein Einwand von seiten der Ableitung der Formel her zu erheben. Sie gilt nämlich, wie man leicht überblickt, nur für große

Werte von n . Hierzu muß also der Störabstand groß gegen die Meßgenauigkeit sein. Mit dem Übergang der Gl. (11) in Gl. (12) besteht überhaupt erst nachträglich die Möglichkeit gebrochener Amplitudenschritte. Strenggenommen müßten die gebrochenen n mit einer weiteren Ableitung erst bewiesen werden, ähnlich wie bei Gl. (5). Falls sich hierbei auch für sie diese Gleichung ergeben sollte, wäre dann eine besondere Definition des Restgliedes für gebrochene n nötig.

Auf ein übliches Magnettongerät angewendet, dürfte Gl. (17) immer einen etwas zu kleinen Wert liefern, denn die Voraussetzung des weißen Rauschens ist hier nicht erfüllt, und es ist zu erwarten, daß diese Abweichung mit einem komplizierten Faktor zu berücksichtigen sei.

Für den weiter oben angegebenen Fall mit $s = 60$ dB und $g = 1$ dB ist die obere Grenze des Restgliedes 4,85. Damit wird $n = 52,14$. Da bereits das 52. Glied in R , entsprechend 0,7952, nur etwa $5 \cdot 10^{-6}$ ausmacht, ist der für n angegebene Wert mindestens ausreichend genau.

4. Die Bandkapazität

In der Magnetontechnik liegt es nun nahe, mit Hilfe der Informationstheorie eine Abschätzung der Speicherfähigkeit des Bandes je Längeneinheit zu definieren, um eine objektive Güteangabe für die verschiedenen Bandmaterialien zu erhalten. Die fast immer vorhandenen Apparaturverluste (Kopfverluste usw.) sollen hierbei aber unberücksichtigt bleiben. Die Bandbreite des Übertragungskanal ist dann etwa proportional der Bandgeschwindigkeit, wenn man gleich wirksame Entzerrungen für alle Geschwindigkeiten v voraussetzt.

$$B = M \cdot v \quad (19)$$

M hat die Dimension einer reziproken Länge und ist mit Messungen aus B und v zu bestimmen. In Gl. (18) eingesetzt, wird die Kanalkapazität

$$C = 2 M \cdot v \frac{s - 10 \cdot \lg R}{g} \quad (20)$$

In dieser Gleichung sind jetzt bis auf v nur noch Größen, die von den Bandeigenschaften bestimmt sind; s soll dabei weder Brummanteil noch Röhrenrauschen enthalten. Es liegt daher nahe, die Bandkapazität K wie folgt zu definieren:

$$K = \frac{C}{v} = 2 M \left(\frac{s - 10 \cdot \lg R}{g} \right) \quad (21)$$

Sie ist dann von der gewünschten Dimension, beispielsweise bit/cm.

Schrifttum

- [1] • Krone, F.: Die magnetische Schallaufzeichnung. Wien 1952, Verlag B. Erb
- [2] • Krone, F.: Herstellung und elektroakustische Eigenschaften der Agfa-Magnettonbänder, -Filme und Bezugsbänder. Mitt. a. d. Forschungslab. d. Agfa-Leverkusen-München, Bd. I. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1955, Springer
- [3] • Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. IV, S. 25–44. Berlin 1957, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn.

(eingegangen am 1. September 1958)

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Vertriebsabteilung

Ferromagnetische Antennen für Notsender

DK 621.396.677:621.396.932

1. Einleitung

Der Gedanke, magnetische Antennen für Sendezwecke, also zur Wellenabstrahlung zu benutzen, ist keineswegs neu. Wenn im Gebiet der Lang-, Mittel- und Kurzwellen unter üblichen Voraussetzungen magnetische Strahler mit elektrischen konkurrieren sollen, dann müssen sie bei gleichem konstruktivem Aufwand vergleichbare Strahlungswirkungsgrade haben. Das ist aber nicht der Fall, und daher wird auch in Zukunft nicht mit der Anwendung magnetischer Sendeantennen in diesen Frequenzbereichen zu rechnen sein. Es sei nur kurz daran erinnert, daß bei einer elektrischen Antenne, deren Länge l noch kleiner als $\lambda_0/4$ ist (λ_0 ist hier die Wellenlänge in Luft), der Strahlungswiderstand mit $(l/\lambda_0)^2$ wächst, während bei einer magnetischen Antenne, beispielsweise einer Stromschleife des Umfanges s , die Abhängigkeit von $(s/\lambda_0)^4$ besteht.

Wenn also überhaupt magnetische Sendeantennen verwendet werden sollen, dann müssen schon außergewöhnliche Umstände dafür vorhanden sein. Solche Umstände liegen vor, wenn die Sendeantenne zum Beispiel sehr kleine geometrische Abmessungen im Verhältnis zur Wellenlänge haben soll und wenn außerdem das die Sendeantenne umgebende Medium im Betrieb irgendwelchen Änderungen unterliegt oder sich von Luft unterscheidet.

Als praktisches Beispiel hierfür soll eine Antenne für einen Seenotsender beschrieben werden, also einen Sender, mit dem sich Schiffbrüchige ihren Helfern gegenüber bemerkbar machen können. Über die betrieblichen Anforderungen und den dringenden Bedarf an solchen Sendern, die leider in großem Maßstab bis heute noch nicht zum Einsatz gelangt sind, sowie über die internationalen Abmachungen, die eine erfolgreiche Anwendung sicherstellen, soll in dieser Arbeit nicht berichtet werden. Hierüber wurde alles Wissenswerte in einem Vortrag [1] im vergangenen Jahr auf der Funkortungstagung in Berlin gesagt. Vielmehr soll hier die technisch-physikalische Seite des Antennenproblems erläutert werden.

2. Die magnetische Antenne allgemein

Zunächst seien der elementare magnetische Strahler in allgemeiner Form betrachtet und seine Feldstärkekomponenten im Vergleich zu einem elementaren elektrischen Strahler angegeben [2]. Elementar bedeutet hier, daß die geometrischen Abmessungen klein gegen die Wellenlänge λ_0 in Luft sind. Zur Beschreibung der Feldstärke genügt daher die zugeordnete Kugelfunktion $P_1^0 = \cos \vartheta$. Der magnetische Strahler erzeugt eine Kugelwelle vom H - oder TE -Typ, und entsprechend Bild 1a können die nachstehend genannten Gleichungen aufgestellt werden, wobei K_e eine Konstante, Z_0 der Wellenwiderstand und k_0 die Wellenzahl ist.

$$\vec{A}_{ez} = K_e \cos \vartheta e^{-j k_0 r} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \quad (1a)$$

$$\vec{H}_r = - \frac{2 K_e \cos \vartheta}{Z_0 r} e^{-j k_0 r} \left[\frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \quad (1b)$$

$$\vec{H}_\vartheta = - \frac{K_e \sin \vartheta}{Z_0 r} e^{-j k_0 r} \left[1 + \frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \quad (1c)$$

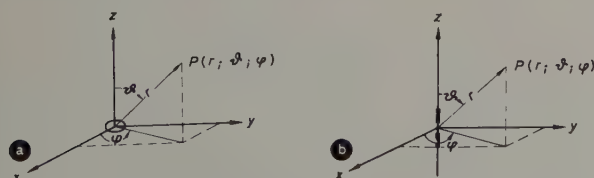


Bild 1. a) Magnetischer Elementardipol, b) elektrischer Elementardipol

$$\vec{H}_\varphi = 0, \quad \vec{E}_r = 0, \quad \vec{E}_\vartheta = 0 \quad (1d), (1e), (1f)$$

$$\vec{E}_\varphi = \frac{K_e \sin \vartheta}{r} e^{-j k_0 r} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \quad (1g)$$

Der elektrische Strahler dagegen erzeugt eine E - oder TM -Welle, für die man nach Bild 1b die Gl. (2a...2g) schreiben kann (K_m ist eine Konstante)

$$\vec{A}_{mz} = K_m \cos \vartheta e^{-j k_0 r} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \quad (2a)$$

$$\vec{E}_r = \frac{2 Z_0 K_m \cos \vartheta}{r} e^{-j k_0 r} \left[\frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \quad (2b)$$

$$\vec{E}_\vartheta = \frac{Z_0 K_m \sin \vartheta}{r} e^{-j k_0 r} \left[1 + \frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \quad (2c)$$

$$\vec{H}_\varphi = 0, \quad \vec{H}_r = 0, \quad \vec{H}_\vartheta = 0 \quad (2d), (2e), (2f)$$

$$\vec{H}_\varphi = \frac{K_m \sin \vartheta}{r} e^{-j k_0 r} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \quad (2g)$$

und wie man aus der Feldstärkeverteilung des Nahfeldes erkennen

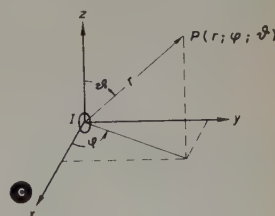
kann. Im Fernfeld verschwinden \vec{H}_r und \vec{E}_r , und der Wellentyp beider Strahler geht in die TEM -Mode über. Es sei noch bemerkt, daß beim magnetischen Strahler sämtliche Feldstärkekomponenten aus einem

elektrischen Vektorpotential \vec{A}_{ez} in z -Richtung und beim elektrischen

Strahler aus einem magnetischen Vektorpotential \vec{A}_{mz} gleicher Richtung abzuleiten sind. Betrachtet man das Fernfeld und stellt sich vor, daß die x - y -Ebenen der Koordinatensysteme der Bilder 1a und 1b mit der Erdoberfläche zusammenfallen (eigentlich Salzwasser Oberfläche, entsprechend dem vorgesehenen Einsatzzweck des Senders), so wird man feststellen, daß die im Bild 1a gezeigte Ausrichtung des magnetischen Strahlers die praktischen Bedürfnisse nicht befriedigt. Während der elektrische Strahler im Fernfeld eine auf der Wasser-

oberfläche senkrecht stehende elektrische Feldstärke erzeugt (\vec{E}_ϑ), ist das beim magnetischen Dipol nicht der Fall. Vertikale Polarisation ist aber aus zweierlei Gründen notwendig. Einmal gestatten die Ausbreitungsgesetze einer elektrischen Welle über einer vorwiegend leitenden Ebene, und als eine solche ist bei Frequenzen bis zu 10 MHz eine Salzwasser Oberfläche anzusehen, nur die Existenz einer vertikalen elektrischen Feldstärke dicht über der Oberfläche. Zum anderen sind Empfangs- und Peilantennen, mit denen der Notsender gehört oder geteet werden kann, stets so aufgestellt, daß sie nur auf vertikale Polarisation des elektrischen Feldes ansprechen.

Die magnetische Sendeantenne muß daher so gedreht werden, daß wenigstens eine Komponente des elektrischen Feldes senkrecht zur x - y -Ebene steht. Bild 1c zeigt die entsprechende Aufstellung, bei der die Ebene der Stromschleife mit der x - z -Ebene zusammenfällt. Die Feldstärkekomponente für das neue Bezugssystem erhält man leicht durch eine Koordinatentransformation.

Bild 1c. Magnetischer Dipol mit Stromschleife in x - z -Ebene

$$\vec{H}_r = \frac{j 2 \pi^2 R^2}{\lambda_0} \cdot \frac{j I e^{-j k_0 r}}{r \lambda_0} \left[\frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \sin \vartheta \sin \varphi \quad (3a)$$

$$\vec{H}_\varphi = \frac{-j 2 \pi^2 R^2}{\lambda_0} \cdot \frac{j I e^{-j k_0 r}}{2 r \lambda_0} \left[1 + \frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \cos \varphi \quad (3b)$$

$$\vec{H}_\theta = \frac{-j 2 \pi^2 R^2}{\lambda_0} \cdot \frac{j I e^{-j k_0 r}}{2 r \lambda_0} \left[1 + \frac{1}{j k_0 r} + \frac{1}{(j k_0 r)^2} \right] \cos \theta \sin \varphi \quad (3c)$$

$$\vec{E}_\varphi = \frac{j 2 \pi^2 R^2}{\lambda_0} \cdot \frac{j I Z_0 e^{-j k_0 r}}{2 r \lambda_0} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \cos \theta \sin \varphi \quad (3d)$$

$$\vec{E}_\theta = \frac{-j 2 \pi^2 R^2}{\lambda_0} \cdot \frac{j I Z_0 e^{-j k_0 r}}{2 r \lambda_0} \left(1 + \frac{1}{j k_0 r} \right) \cos \varphi \quad (3e)$$

3. Zusammenhang zwischen Feldstärke im Fernfeld und Senderleistung

Für den genannten Einsatzzweck des Senders wäre es wünschenswert, wenn die Antenne bei möglichst geringer zugeführter Leistung eine möglichst hohe Feldstärke oder Leistungsdichte im Fernfeld erzeugte. Ein kleiner magnetischer Dipol, den man sich als Stromschleife mit dem Radius R vorstellt, hat einen fast rein induktiven Eingangswiderstand $Z_A = \omega L$, abgesehen von geringen Verlusten (Verlustwiderstand R_v) und dem Strahlungswiderstand R_s , der in dem zu untersuchenden Frequenzbereich meist noch viel kleiner als der Verlustwiderstand ist. Bei Sendebetrieb auf einer einzigen Frequenz wird die induktive Komponente des Eingangswiderstandes mittels einer Kapazität, die als verlustfrei angesehen werden darf, fortgestimmt (Bild 2). Man kann also aus den Gl. (3a...3e) den Schleifen-

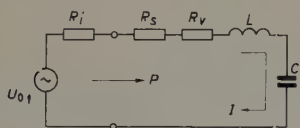


Bild 2.
Das Ersatzschaltbild der magnetischen Antenne

strom I eliminieren, wenn man die zugeführte Leistung P und den Antennenwirkungsgrad als Verhältnis der Widerstände einführt. Man erhält dann als einfache Beziehung für den vor allem interessierenden Betrag der Feldstärke im Fernfeld und in Hauptstrahlungsrichtung ($\theta = 90^\circ$; $\varphi = 0^\circ$)

$$E_\varphi = Z_0 H_\varphi = \sqrt{\frac{3 Z_0}{8 \pi}} \cdot \frac{\sqrt{\eta_A P}}{r}, \quad (4)$$

wobei $\eta_A = \frac{R_s}{R_s + R_v} \approx \frac{R_s}{R_v}$ = Strahlungs- oder Antennenwirkungsgrad, $R_s + R_v = \frac{Z_A}{Q}$ = Reihenverlustwiderstand, Z_A = Antennenreaktanz, Q = Güte, $R_s = \frac{2 \pi}{3} Z_0 \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda_0} \right)^2$ = Strahlungswi-

derstand und $h_{\text{eff}} = \frac{2 \pi^2 \cdot R^2}{\lambda_0}$ = effektive Höhe einer magnetischen Antenne. In Gl. (4) sind jetzt sämtliche Eigenschaften der magnetischen Antenne in einer einzigen Größe, dem Antennenwirkungsgrad η_A , enthalten.

$$\eta_A = \frac{2 \pi Z_0 Q}{3 Z_A} \left(\frac{h_{\text{eff}}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (5)$$

Zum Vergleich verschiedener magnetischer Antennen miteinander genügt daher einzig und allein die Betrachtung des Antennenwirkungsgrades. Darüber hinaus gilt Gl. (5) auch für elektrische Antennen, wenn für deren effektive Höhe der entsprechende Wert eingesetzt wird.

4. Einige Folgerungen aus der Feldstärkeverteilung

Soll die vom magnetischen Strahler erzeugte Welle im Fern- oder Nahfeld mit einer Anlage empfangen werden, deren Antenne auf das vertikale elektrische Feld anspricht, so ist die kosinusförmige horizontale Richtungscharakteristik für \vec{E}_θ nach Gl. (3e) zu beachten. Dagegen besteht keine Abhängigkeit dieser Komponente vom Höhen-

winkel θ selbst. Die Verhältnisse liegen also genau umgekehrt wie beim elektrischen Dipol (Gl. 2c).

Etwas ungünstiger scheinen zunächst die Verhältnisse hinsichtlich der Peilbarkeit eines magnetischen Strahlers zu sein. Die Rahmenantennen üblicher Peilempfangsanlagen, wie sie beispielsweise gesetzlich auf allen größeren Schiffen vorgeschrieben sind, oder die Funkkompaß-Antennen der Flugzeuge sind stets so orientiert, daß sie die zur Erdoberfläche parallele magnetische Feldstärke empfangen. Nun bestehen aber in der x - y -Ebene zwei horizontale magnetische Feld-

stärkekomponenten, nämlich \vec{H}_r und \vec{H}_φ (Gl. 3a und 3b). Da die benutzten Peilgeräte durchweg nach dem Minimum- oder Maximumprinzip arbeiten, werden sie also stets dem Peilfunker eine Richtung anzeigen, die der Resultierenden dieser beiden Komponenten entspricht, das heißt, das Peilgerät liefert eine falsche Richtungsangabe oder einen Peilfehler $\Delta \alpha$ nach

$$\cot 2 \Delta \alpha = \frac{\sqrt{1 + (k_0 r)^6}}{2} \left[\frac{1}{\tan \varphi} \sqrt{\frac{1 - (k_0 r)^2 + (k_0 r)^4}{1 + (k_0 r)^2}} - \tan \varphi \sqrt{\frac{1 + (k_0 r)^2}{1 - (k_0 r)^2 + (k_0 r)^4}} \right] \quad (6)$$

Im Bild 3 ist dieser Fehler aufgetragen, und man erkennt, daß der Bereich für falsche Peilungen glücklicherweise mit zunehmendem Verhältnis r/λ_0 abnimmt. Diese Erkenntnis läßt sich noch etwas einfacher formulieren. In einer bestimmten Entfernung $r > \lambda_0$ vom magnetischen Strahler nimmt das Verhältnis w des Winkelbereiches $2s$, in dem Peilfehler von beinahe 90° möglich sind, zum Gesamtumfangswinkel 2π entsprechend ab.

$$w = \frac{s}{\pi} = \frac{\lambda_0}{\pi^2 r} \quad (7)$$

Durch einige einfache Umformungen kann man diese Beziehung aus Gl. (6) herleiten.

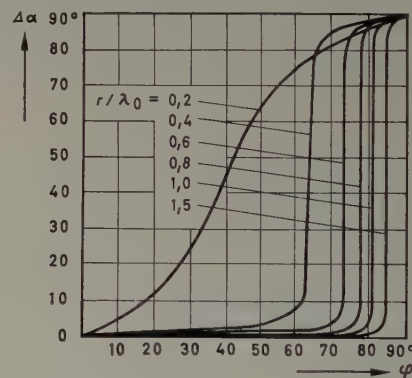


Bild 3. Peilfehler beim Anpeilen eines magnetischen Dipols mit einer Rahmenpeilanlage

Soll ein magnetischer Strahler vom Flugzeug aus angepeilt werden ($0 < \theta < 90^\circ$), so tritt auch ein Peilfehler auf, der nicht mehr mit $1/r$ abnimmt, sondern hauptsächlich vom Erhebungswinkel θ abhängig ist.

$$\Delta \alpha = \arctan (\cos^2 \theta \cdot \tan \varphi) \quad (8)$$

Diese Nachteile sind aber für den vorgesehenen Zweck des magnetischen Strahlers als Antenne eines Notsenders gegenüber den sonstigen Vorteilen unbedeutend. Außerdem sorgen Wellengang und Wind bei dem im Wasser treibenden oder auf einem Rettungsboot liegenden Sender sowieso für ein ständiges Pendeln des magnetischen Strahlers um eine vertikale Achse, so daß die kritischen Bereiche, in denen Peilfehler möglich sind, oder die Nullstellen-Bereiche von \vec{E}_θ nie für längere Zeit in eine und derselben Richtung verweilen.

5. Magnetische Strahler mit Ferritkern

Bisher wurde der magnetische Strahler immer nur als „kleine“ Stromschleife mit dem Radius R beschrieben. Unter „klein“ sollte zunächst nur ein kleines Verhältnis des Radius zur Wellenlänge verstanden werden. Damit ist aber noch nicht gesagt, daß ein brauch-

barer magnetischer Strahler dieser Ausführung etwa auch geometrisch „klein“ im Sinne von „handlich“ sein muß. Bei der HF-Leistung, die unter Berücksichtigung aller an den Not-sender gestellten Forderungen der Stromschleife höchstens zugeführt werden kann, müßte sie immerhin einen Durchmesser von 80 ... 100 cm haben, um im Fernfeld eine ausreichende Feldstärke zu erzeugen. Dieser Wert gilt, wenn die internationale Notfrequenz 2,182 MHz benutzt wird. Für die Notfrequenz 500 kHz wäre ein größerer und für 8,364 MHz ein kleinerer Durchmesser erforderlich. Schon der Gedanke an eine relativ große, kreisförmige Rahmenantenne, die, auf einer Boje montiert, im Wellengang aufrecht stehend schwimmen soll, ist absurd. Mit einer sogenannten „Luftrahmen-Antenne“ wäre also ein brauchbarer Seenotsender überhaupt nicht realisierbar, ganz abgesehen von den weiteren, hier nicht erwähnten Schwierigkeiten der Anschlußtechnik.

Für die effektive Höhe einer magnetischen Antenne, von der wieder der Antennenwirkungsgrad η_A abhängt, ist der magnetische Fluß maßgebend, der durch die Ebene der Stromschleife dringt. Bei Verwendung von ferromagnetischen Materialien (z. B. Ferritkernen) läßt sich derselbe magnetische Fluß durch eine geometrisch viel kleinere Fläche leiten als bei der einfachen Luftrahmen-Antenne. Daher müßte sich ein Notsender mit einer Ferritantenne in konstruktiver und elektrischer Hinsicht leicht verwirklichen lassen, denn die notwendige Feldstärkeverteilung nach den Gl. (3a...3e) wird auch von einem Ferritstab hervorgerufen, dessen Längsachse mit der y-Achse des Koordinatensystems (Bild 1c) zusammenfällt.

Nach Gl. (5) läßt sich der Wirkungsgrad auch von Ferritantennen leicht ermitteln. In dieser Gleichung sind die Antennenreaktanz, die effektive Höhe und die Güte von den speziellen Eigenschaften der Antenne selber abhängig mit einer Einschränkung hinsichtlich der Güte, die gegebenenfalls auch die Verluste der Antennenabstimmglieder, ohne die man im Resonanzbetrieb nicht auskommt, berücksichtigen soll. Bei magnetischen Strahlern ohne ferromagnetischen Kern hängen h_{eff} , Z_A und Q vorwiegend von den geometrischen Formen der Antenne ab und lassen sich relativ leicht angeben. Dagegen ist die Berechnung dieser Einflußgrößen für Ferritantennen weitaus komplizierter, so daß man fast durchweg eine meßtechnische Ermittlung bevorzugt.

Bevor nun einzelne Meßergebnisse mitgeteilt werden, scheint es zweckmäßig, noch einiges zum Meßverfahren selbst zu sagen. Der Antennenwirkungsgrad ist davon unabhängig, ob eine Antenne als Sendeantenne oder als Empfangsantenne betrieben wird. Das gilt zwar auch für Ferritantennen, aber nur so lange, wie Sättigungserscheinungen im Ferrit (infolge zu hoher Feldstärke) noch keine Rolle spielen. Unter dieser Voraussetzung sind die Wirkungsgrade in sehr einfacher Weise aus den Einzelmessungen von

$$h_{\text{eff}} = \left| \frac{U_0}{E} \right| = \left| \frac{U_0}{Z_0 H} \right|, \quad Z_A = \omega_0 L \quad \text{und} \quad Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

(Δf = Bandbreite, f_0 = Resonanzfrequenz) zu ermitteln. U_0 ist dabei die an der Ferritempfangsantenne auftretende Leerlaufspannung, die bei maximaler Kopplung mit dem äußeren elektromagnetischen Feld mit bekannter magnetischer oder elektrischer Feldstärke (H beziehungsweise E) zu messen ist. Auf die Messung der Induktivität L und der Güte Q braucht nicht näher eingegangen zu werden. Für zylindrische Ferritantennenstäbe geben die folgenden Bilder Auskunft über die Einflüsse der einzelnen Betriebsparameter (Stablänge, Stabdurchmesser, Wickeltechnik, Material usw.) auf die interessierenden Größen [3]. Bild 4a zeigt beispielsweise den Einfluß der Stablänge auf die effektive Antennenhöhe beziehungsweise auf die zu ihr proportionale Leerlaufspannung U_0 sowie den Einfluß auf die Induktivität L einer Einzelwindung in Stabmitte, während Bild 4b den Einfluß des Stabquerschnittes veranschaulicht. In beiden Fällen wurde mit einer

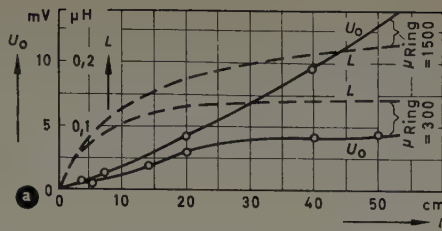
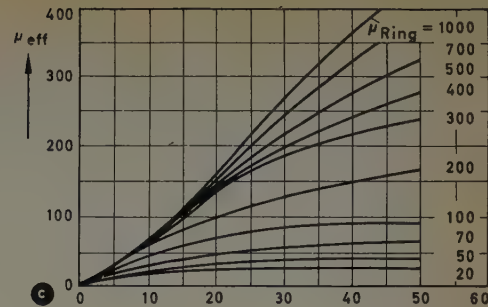
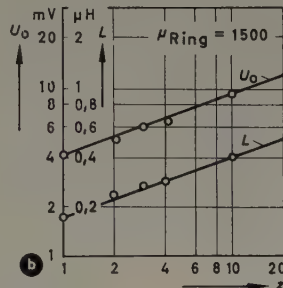
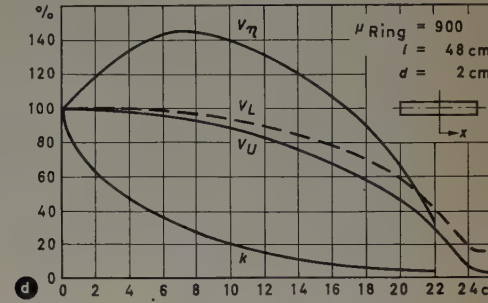


Bild 4. a) Leerlaufspannung und Induktivität einer Einzelwindung in Abhängigkeit von der Stablänge; b) Leerlaufspannung und Induktivität einer Einzelwindung in Abhängigkeit vom Stabquerschnitt (Stab-bündel); z = Anzahl der gebündelten Stäbe von je 20 cm Länge; c) Effektive Permeabilität in Abhängigkeit



vom Verhältnis der beiden Achsen eines Ferrit-Rotationsellipsoids; d) V_U , V_L , R und V_η zweier symmetrisch zur Stabmitte angeordneter Windungen



magnetischen Feldstärke von 0,15 A/cm bei 300 kHz gemessen; der Stabdurchmesser war 1 cm. Man bemerkt, daß von einer gewissen Stablänge an eine Art Sättigung (Bild 4a) bei der Leerlaufspannung U_0 und bei der Induktivität L auftritt, die um so früher erfolgt, je niedriger die Ringpermeabilität der betreffenden Ferritsorte ist. Für die U_0 -Kurve des Ferritstabes mit $\mu_{\text{Ring}} = 1500$ tritt die Sättigung erst bei einer Stablänge von etwa 70 cm ein. Ebenso besagt ein Vergleich der Bilder 4a und 4b, daß mit der Steigerung der Stablänge stets ein günstiger Antenneneffekt verbunden ist, als er infolge Steigerung des Antennenquerschnittes erreichbar wäre, sofern die obengenannte Sättigung noch nicht besteht.

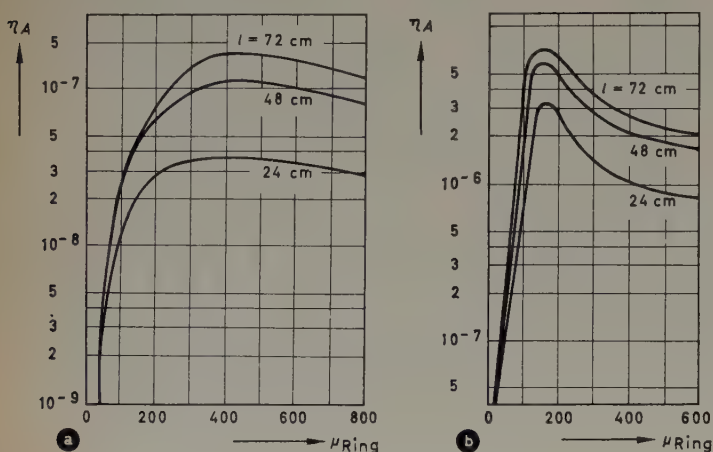
Untersuchungen über diese Sättigungserscheinung oder allgemeiner über das Verhalten des sogenannten „Entmagnetisierungsfaktors“ bei ferromagnetischen Stäben sind schon vor längerer Zeit durchgeführt worden [4]. Bei der theoretischen Behandlung des Problems ersetzt man die zylindrischen Stäbe durch ein Rotationsellipsoid, weil das Potential auf der Oberfläche des Ellipsoids einen konstanten Wert hat, wodurch sich die Rechnung stark vereinfacht. Das Ergebnis dieser Untersuchungen stellt man vorteilhafterweise in der im Bild 4c gezeigten Form dar [5]. Zweckmäßigerweise trägt man in der Ordinate nicht die Leerlaufspannung selbst auf, sondern die sogenannte effektive Permeabilität μ_{eff} . Sie ist das Verhältnis der Leerlaufspannung einer Windung in der Mitte des Rotationsellipsoids bei konstanter äußerer Feldstärke zu derjenigen Spannung, die ohne Anwesenheit des Ferritkernes in derselben Windung induziert würde. In der Abszisse ist das Verhältnis der großen zur kleinen Ellipsenachse aufgetragen, und als Parameter dient die Ringpermeabilität der betreffenden Ferritsorte. Zylindrische Stäbe verhalten sich durchaus ähnlich wie Rotationsellipsoide, wie man aus dem Verlauf der U_0 -Kurven in den Bildern 4a und 4b erkennen kann.

Um auch kurz den Einfluß der Wickeltechnik zu zeigen, sei Bild 4d betrachtet. An Stelle einer Einzelwindung in Stabmitte sind nunmehr zwei Windungen symmetrisch zur Mitte angeordnet und hintereinander- oder parallelgeschaltet. Es sind in Abhängigkeit von der jeweiligen Lage dieser Windungen — also von der Koordinate x — folgende Meßwerte aufgetragen:

- 1) $\frac{U_0(x)}{U_{0\text{Mitte}}} = V_U$ = Spannung einer Einzelwindung an der Stelle x im Verhältnis zur Spannung derselben Windung in Stabmitte;
- 2) $\frac{L(x)}{L_{\text{Mitte}}} = V_L$ = Induktivität einer Einzelwindung an der Stelle x im Verhältnis zur Induktivität derselben Windung in Stabmitte;
- 3) k = Koppelfaktor zwischen beiden Windungen.

Aus diesen Größen lassen sich leicht die resultierende Spannung und die Induktivität der beiden Windungen ausrechnen und dann gemäß Gl. (5) auch die Verhältnisse der Wirkungsgrade $\eta(x)/\eta_{\text{Mitte}} = V_{\eta}$ angeben. Dabei ist $\eta_A(x)$ der Wirkungsgrad der Ferritantenne mit zwei Windungen, die jeweils in einer Entfernung x von der Stabmitte angeordnet sind, und η_{Mitte} bedeutet den Wirkungsgrad derselben Antenne, nur daß diesmal die beiden Windungen unmittelbar nebeneinander in Stabmitte liegen. Man erkennt sofort den Vorteil einer Wicklungsunterteilung, die eine Verbesserung des Wirkungsgrades um 40% liefert. Die Güte Q wurde bei diesem Versuch konstantgehalten; in Wirklichkeit hängt sie auch geringfügig von der Lage der Wicklung ab, und zwar derart, daß die Verbesserung bei einer Wicklungsunterteilung noch etwas größer ist, als die Darstellung von Bild 4d angibt.

Da die Güte sonst hauptsächlich von der Ringpermeabilität der verwendeten Ferritsorte abhängt, während die anderen Betriebsparameter weit weniger eingehen, sei auf eine gesonderte Darstellung verzichtet. Die Bilder 5a, 5b und 5c schließlich zeigen die tatsächlich erreichbaren Antennenwirkungsgrade beim derzeitigen Stand der Ferritentwicklung für die drei internationalen Not- und Anruf Frequenzen 500 kHz, 2,182 MHz und 8,364 MHz. Man sieht, daß bei höheren Frequenzen die Auswahl der richtigen Ferritsorte von großer Bedeutung ist. Ebenso besteht eine obere Frequenzgrenze für eine sinnvolle Anwendung von Ferritantennen.



Tab. I. Einige Vergleichswerte von elektrischen Notsender-Antennen

Frequenz f [kHz]	Antennenwirkungsgrad η_A [%]
500	$5,26 \cdot 10^{-8}$
2182	$4,35 \cdot 10^{-6}$
8364	$2,46 \cdot 10^{-4}$
Antennenkapazität	$C_A = 20$ pF
Nebenschlußkapazität	$C_N = 100$ pF
Kreisgüte	$Q = 100$
eff. Antennenhöhe	$h_{\text{eff}} = 15$ cm

Eine Übersicht über einige quantitative Vergleichswerte von elektrischen Notsender-Antennen enthält Tab. I. Bild 6 zeigt eine Ausführung der Antenne, die etwa wie ein Plattenkondensator aussieht und in einem schwimmfähigen Kunststoffgehäuse leicht unterzubringen ist. Das Innere des Gehäuses enthält dann noch Röhren oder Transistoren und Batterien, und die Kondensatoroberflächen bestehen beispielsweise aus einer dünnen, gewichtsarmen Metallfolie. Technisch sieht diese Ausführung des Notsenders recht günstig aus, dennoch hat sie einen erheblichen Nachteil im praktischen Betrieb. Um einen möglichst hohen Antennenstrom zu erzeugen, ist eine Resonanzabstimmung erforderlich. Leider bewirken nun Änderungen im kapazitiven Nahfeld der abgestimmten Antenne (z. B. infolge Anfassens des Gehäuses mit der Hand oder beim Überspülen vom Seewasser) sehr starke Verstimmungen. Dieser Nachteil, der leider schon von vornherein die Verwendung abgestimmter elektrischer Antennen einschränkt, tritt im induktiven Nahfeld einer abgestimmten Ferritantenne fast nie auf, denn mit starken Permeabilitätsänderungen in aller-

nächster Umgebung ist nicht zu rechnen. Bei elektrischen Antennen könnte man die Verstimmung eventuell mit einer loseren Ankopplung der Antenne an den Sender herabsetzen, beispielsweise mit einer hinreichend großen Nebenschlußkapazität, deren Einfluß bereits in der Tab. I für η_A berücksichtigt ist. Obwohl man trotz dieses Nebenschlusses noch Wirkungsgrade erreicht, die mit den Werten von Ferritantennen vergleichbar sind, so sprechen doch die besonderen Ausbreitungserscheinungen elektrischer Wellen über einer Salzwasersfläche (Abschnitt 6) eindeutig für magnetische Antennen.

Eigentlich wäre es jetzt noch notwendig, einiges über die Größenordnung der Leistung zu bringen, mit der man Ferritantennen betreiben kann. Hier besteht jedoch die Schwierigkeit, daß sehr viele Einflußfaktoren (Ferritsorte, geometrische Formen und Abmessungen, Wickeltechnik, Frequenz u. a.) zu berücksichtigen wären. Deshalb soll hier auf die Angabe detaillierter Zahlenwerte verzichtet werden. Außerdem gehen die Meinungen darüber auseinander, wie man sinnvollerweise die obere Leistungsgrenze überhaupt festlegt. Bei tiefen Frequenzen wird im allgemeinen die Leistung infolge Sättigungserscheinungen im Ferrit begrenzt, während bei hohen Frequenzen eine Begrenzung vor allem durch die zulässige Erwärmung der Ferritantenne (Überschreitung des Curie-Punktes, der etwa bei 150°C liegt) bedingt ist. Für Notsender-Antennen besteht jedoch weder die Gefahr einer Sättigung noch die einer unzulässigen Erwärmung, denn einerseits liegen die Notfrequenzen hoch genug, andererseits ist die zugeführte Leistung gering (Größenordnung von 1 W).

Bild 5. Antennenwirkungsgrad in Abhängigkeit von der Ringpermeabilität und von der Stablänge bei 500 kHz (a), bei 2,182 MHz (b) und bei 8,364 MHz (c) (Stabdurchmesser: 2 cm)

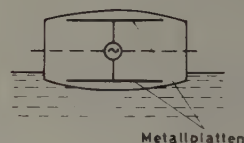


Bild 6. Schematische Darstellung des in ein schwimmfähiges Isolierstoffgehäuse eingebauten Senders mit einer plattenförmigen Antenne

6. Elektrische und magnetische Antennen bei Wellenausbreitung über See. Günstigste Notsender-Frequenz

Bei der bisherigen Betrachtung wurde wohl angedeutet, unter welchen Umständen magnetische Antennen sich vorteilhafter verwenden lassen, aber dabei den tatsächlich herrschenden Verhältnissen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen über See nicht genügend Beachtung geschenkt. Eine Beschreibung von Antennen für einen Schiffbrüchigen-Notsender wäre damit aber unvollständig, weil sich hierbei eine klare Überlegenheit magnetischer Antennen zeigt.

Zur Vereinfachung sei zunächst nicht das Verhalten einer Sendantenne, sondern das einer Empfangsantenne dicht über oder dicht unter der Grenzschicht Luft/Seewasser betrachtet. Nach dem Reziprozitätstheorem sind die hierbei gewonnenen Erkenntnisse auch auf Sendantennen übertragbar. Den einfachsten Fall stellt die Ausbreitung einer ebenen elektromagnetischen Welle mit vertikaler Polarisation über einer ebenen Grenzschicht Luft/Seewasser dar. Wie Bild 7 zeigt, unterscheidet man zwischen der einfallenden (E_A, H_A), der reflektierten (E_R, H_R) und der eindringenden Welle (E_E, H_E). Der Zusammenhang zwischen diesen einzelnen Wellen ist durch die Fresnelschen Faktoren R_f (Reflexionsfaktor) und D_f (Eindringfaktor) gegeben, die sich aus den Grenzbedingungen herleiten lassen und im Schrifttum [6, 7] nachgelesen

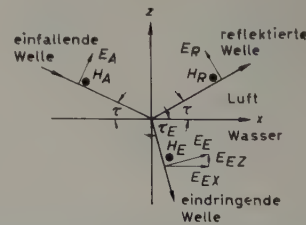


Bild 7. Aufspaltung der einfallenden Welle in eine reflektierte Welle und eine eindringende Welle

werden können. Die Feldstärke über der Grenzschicht ergibt sich aus der Überlagerung der einfallenden und der reflektierten Welle. Entsprechend Bild 7 lassen sich die folgenden Beziehungen angeben:

$$E_{\text{Luft } z} = E_A \cos \tau (1 + \Re_f) \tag{9a}$$

$$E_{\text{Luft } x} = E_A \sin \tau (1 - \Re_f) \tag{9b}$$

$$H_{\text{Luft}} = H_A (1 + \Re_f) \tag{9c}$$

$$E_{\text{Wasser } z} = E_A \vartheta_f \cdot \frac{\cos \tau}{n} \tag{9d}$$

$$E_{\text{Wasser } x} = E_A \vartheta_f \tag{9e}$$

Eine wichtige Rolle spielt hierbei der Brechungsindex

$$n = \sqrt{\varepsilon + \frac{\sigma}{j \omega \varepsilon_0}} = \sqrt{\varepsilon - j \eta} = |n| e^{-j \psi} \tag{10}$$

In Tab. II sind einige Werte von $|n|$ und ψ zusammengefaßt. Wie man sieht, ist n zwischen Luft und Seewasser im interessierenden Frequenzbereich sehr groß, denn vergleichsweise sind die Werte für n

Tab. II. Zur Berechnung des Brechungsindex n elektromagnetischer Wellen nach Gl. (10) zwischen Luft und Seewasser, Luft und Süßwasser sowie zwischen Luft und Kupfer

Frequenz f [kHz]			500	2182	8364
Seewasser	$\sigma = 4 \text{ S/m}$	$ n $	394	182	94
	$\varepsilon = 80$	ψ	45°	45°	45°
Süßwasser	$\sigma = 10^{-3} \text{ S/m}$	$ n $	9,35	9	8,9
	$\varepsilon = 80$	ψ	$12,2^\circ$	3°	$0,6^\circ$
Kupfer	$\sigma = 5,6 \cdot 10^7 \text{ S/m}$	$ n $	$1,41 \cdot 10^6$	$6,8 \cdot 10^5$	$3,5 \cdot 10^5$
		ψ	45°	45°	45°

zwischen Luft und Süßwasser und zwischen Luft und Kupfer auch angegeben. Die Seewasseroberfläche verhält sich bei der Wellenausbreitung eher wie eine Metallschicht als wie Süßwasser. Die Wellenlänge λ , die Wellenzahl k und der Wellenwiderstand Z in Wasser und Luft sind durch n miteinander verbunden

$$k_1 = n \cdot k_0; \quad Z_1 = \frac{Z_0}{n}; \quad \lambda_1 = \frac{\lambda_0}{n}$$

6.1 Antenne im Wasser

Wenn sich eine Empfangsantenne auf einer schwimmenden Boje in der Nähe der Grenzschicht Luft/Seewasser befindet, so ist bestimmt damit zu rechnen, daß sie oftmals infolge des Wellenganges überspült wird. Es erhebt sich nun die Frage, welche der beiden zu vergleichenden Antennen, elektrischer oder magnetischer Dipol, weniger von dem zeitweiligen Eintauchen ins Wasser in seiner Eigenschaft als Empfangsorgan für elektromagnetische Wellen beeinträchtigt wird. Die Gl. (9d) und (9e) zeigten schon, daß im Wasser die x -Komponente der elektrischen Feldstärke um den Faktor n gegenüber der z -Komponente überwiegt, während in Luft die z -Komponente vorherrscht. Das bedeutet, man müßte bei Verwendung elektrischer Antennen mit besonderen konstruktiven Maßnahmen diese Richtungsänderung des elektrischen Feldes berücksichtigen. Bei einer Empfangsantenne, die nur auf das magnetische Feld anspricht, tritt der genannte Nachteil nicht ein, denn wie Bild 7 zeigt, verlaufen H_A , H_R und H_E in beiden Medien nur in y -Richtung. Weiterhin wäre die Kenntnis der Antennen-Leerlaufspannungen wissenswert, wenn die beiden Dipole ins Wasser tauchen. Hierzu bildet man die Verhältnisse der magnetischen und elektrischen Feldstärke unmittelbar unter und über der Grenzschicht.

$$H_{\text{Wasser}} = H_{\text{Luft}} \tag{11a}$$

$$\frac{E_{\text{Wasser } x}}{E_{\text{Luft } z}} = \frac{1}{n \cos \tau} \tag{11b}$$

Für das elektrische Feld sollen dabei nur die größeren Komponenten

in beiden Medien berücksichtigt werden. Wie man sieht, bleibt von dem elektrischen Feld nur der n -te Teil übrig, während das magnetische Tangentialfeld ungehindert die Grenzschicht passiert. Die Leerlaufspannung, die an einer magnetischen Empfangsantenne entsteht, wird sich beim Eintauchen der Antenne ins Wasser zunächst gar nicht ändern, während bei einer elektrischen Antenne eine starke Änderung der Leerlaufspannung zu verzeichnen wäre.

Mit dieser Erkenntnis allein ist die Frage nach derjenigen Antenne, die ihre Eigenschaften beim Eintauchen in Seewasser am wenigsten ändert, aber noch nicht vollständig beantwortet. Es fehlt nämlich noch die Betrachtung des Fußpunktwiderstandes für im Wasser befindliche magnetische oder elektrische Antennen. Aus Leerlaufspannung und Fußpunktwiderstand ergibt sich die Antennenwirkfläche, und erst mit dieser Größe könnte man beispielsweise feststellen, mit welcher Antennenart im Wasser die größere Empfangsleistung zu erreichen ist. Da die Wirkfläche für jede Antenne im Sende- und Empfangsfall gleich groß ist, so gelten die Überlegungen auch für Sendeantennen.

Eine exakte mathematische Behandlung des vorliegenden Impedanzproblems unter strenger Berücksichtigung sämtlicher Gegebenheiten, wie der Ferritantenne im Hüllkörper, bereitet erhebliche Schwierigkeiten, während die üblichen Näherungsmethoden, wie zum Beispiel die Annahme eines Elementardipols in einer Kugelhülle, wiederum nicht die wirklichen Verhältnisse trifft. Es sei deshalb hier ein Meßergebnis angeführt, nämlich die Abhängigkeit des Fußpunkt-

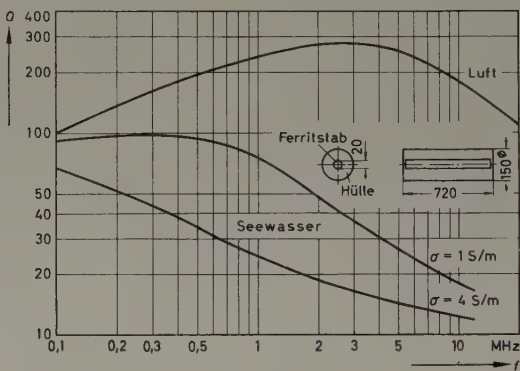


Bild 8. Antennengüte in Seewasser und Luft in Abhängigkeit von der Frequenz (Ferrit: „Keraperm 02097“ der Stealit Magnesia)

widerstandes einer Ferritantenne üblicher Bauart, die in Seewasser getaucht wird, von der Frequenz. Die Leitfähigkeit des Salzwassers ist dabei Parameter; wie das Bild 8 zeigt, ist nicht der Fußpunkt-widerstand selbst aufgetragen, sondern aus zweierlei Gründen die Antennengüte. Zunächst einmal ist die Güte nahezu unabhängig von Art und Windungszahl der Wicklung auf der Ferritantenne, weil die Kupferverluste bei üblicher Dimensionierung gegenüber den Eisenverlusten vernachlässigbar sind, das heißt, die ohmschen Widerstände und die Induktivität ändern sich nahezu mit dem Quadrat der Windungszahl. Zweitens ist die Änderung des Blindanteiles so unerheblich, daß sich eine getrennte Darstellung für Blind- und Wirkanteil erübrigt.

Eine elektrische Antenne mit etwa denselben geometrischen Abmessungen wie bei der Ferritantenne von Bild 8 würde im Wasser dagegen eine wesentlich größere Änderung des Blindanteiles zeigen. Allein schon hieraus folgt, daß die Anschlußtechnik elektrischer Antennen an einen Sender oder einen Empfänger, der sowohl über als auch unter Wasser arbeiten soll, erhebliche Schwierigkeiten bereiten wird, ganz abgesehen von den ungünstigen Abstrahlungsverhältnissen. Bei Ferritantennen ist das wegen der Konstanz des Blindanteiles aber nicht der Fall. Außerdem besteht bei ihnen ohne weiteres die Möglichkeit, mit entsprechender Wahl des Hüllabstandes und der Ferritsorte auch die Änderung des Realteiles hinreichend kleinzuhalten.

Zusammenfassend ist also festzustellen: Für eine Nachrichtenverbindung, bei der sich der Sendeort über Wasser, der Empfangsort im Seewasser befindet oder umgekehrt, lassen sich sowohl die auftretenden gerätetechnischen Schwierigkeiten besser beherrschen als auch günstigere Übertragungswirkungsgrade erreichen, wenn im Wasser eine Ferritantenne verwendet wird.

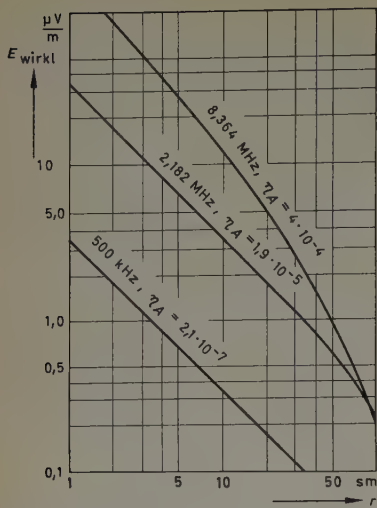


Bild 9. Feldstärke einer Ferritsendeantenne über der Salzwasseroberfläche in Abhängigkeit von der Entfernung vom Sender bei den drei Seenotfrequenzen

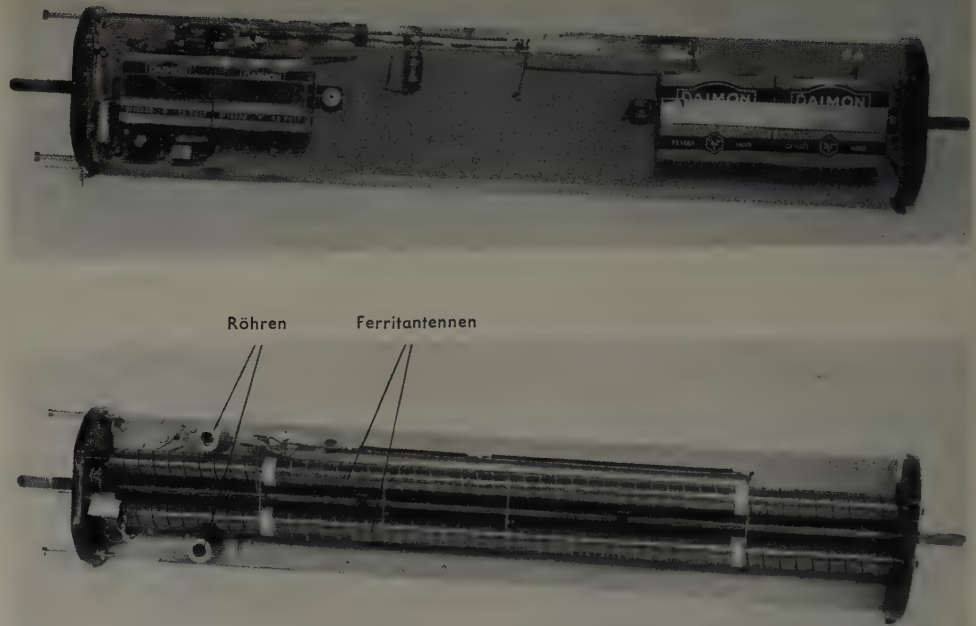


Bild 10. Labormuster eines batteriegespeisten Seenotsenders mit zwei Ferritantennen

6.2 Antenne über Wasser

Befindet sich die magnetische Sendeantenne dicht über der als eben angenommenen, stark leitenden Grenzschicht, so kann zur Ermittlung der Feldstärke im Fernfeld genau wie bei elektrischen Antennen die Spiegelungsmethode angewendet werden. Dabei ist jedoch zu beachten, daß zur Erdoberfläche parallele magnetische Ströme gleichsinnig und vertikale Ströme gegensinnig zu spiegeln sind. Die Spiegelungsgesetze für magnetische Ströme sind also genau umgekehrt wie die entsprechenden Gesetze bei elektrischen Strömen. Berücksichtigt man außerdem den dämpfenden Einfluß der Salzwasser-Oberfläche infolge der endlichen Leitfähigkeit, so kann man schließlich die Feldstärke im Fernfeld und unmittelbar über der Grenzschicht in der Form

$$E_{\text{wirkl}} = 2 E_{\text{frei}} \cdot F(r) \quad (12)$$

schreiben, wobei E_{frei} die Feldstärke bei freier Ausbreitung nach Gl.(4) bedeuten soll [8]. Bei unendlich gut leitender Erdoberfläche wäre der Reduktionsfaktor $F(r) = 1$ und unabhängig von der Entfernung. Die wirkliche Feldstärke E_{wirkl} ist dann doppelt so groß wie bei freier Ausbreitung. Für die praktisch vorkommenden Fälle liegt $F(r)$ zwischen Null und Eins, je nach Entfernung, Frequenz, Leitfähigkeit und Dielektrizitätskonstante des Mediums, über dem die Ausbreitung erfolgt. Man entnimmt $F(r)$ aus Kurvenblättern [7] oder [8] und stellt die wirkliche Feldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung für eine Ferrit-Sendeantenne dar (Bild 9). Die der Antenne zugeführte Lei-

Die wirklich abgestrahlte Leistung liegt dagegen in der Größenordnung von wenigen Mikrowatt, und es ist eigentlich erstaunlich, daß sie zu einer Nachrichtenverbindung über einige Seemeilen ausreicht. Der Notsender erfüllt nämlich die ihm zugeordnete Aufgabe vollauf, wenn er aus einer Entfernung von ungefähr 20 sm sicher zu empfangen oder zuverlässig anzupeilen ist. Moderne Bordpeilanlagen verlangen für eine auswertbare Peilung bei 500 kHz oder 2,182 MHz eine elektrische Feldstärke von etwa $1 \mu\text{V/m}$ und bei 8,364 MHz von $2 \dots 3 \mu\text{V/m}$. Man erkennt aus den Kurven Bild 9, daß mit der zugeführten Leistung von 1 W bei 500 kHz die Reichweite zu gering wäre, dagegen lassen sich die gestellten Forderungen bei Benutzung der anderen Notfrequenzen erfüllen. Die heutzutage übliche Geräteausrüstung von Schiffen und Flugzeugen, die als mögliche Helfer der Schiffbrüchigen in Frage kommen, spricht für die Benutzung der Frequenz 2,182 MHz. Es wäre daher wünschenswert, wenn auch diese Frequenz in die gesetzlichen Bestimmungen aufgenommen würde, genauso wie es augenblicklich bei der Frequenz 500 kHz der Fall ist. Bild 10 zeigt die Laborausführung eines kleinen, batteriegespeisten Notsenders mit Ferritantennen, mit dem bereits einige praktische Erfahrungen auf See gesammelt wurden [9], und Bild 11 die serienmäßige Ausführung.

Schrifttum

- [1] Troost, A.: Erste Untersuchungen eines zusätzlichen Seenot-Funkortungsmittels bei der Vermitlungssuche bei Flugzeug- und Schiffsunfällen. Teilband VIII: Beiträge zur Verbesserung des navigatorischen Zusammenwirkens von Flugzeugen und Schiffen bei Seenotfällen. Herausgegeben vom Ausschuß für Funkortung (1958)
- [2] Gundlach, F. W.: Grundlagen der Höchstfrequenztechnik, S. 369–374. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1950, Springer
- [3] Ziehm, G.: Ferritantennen für Goniometer-Peilanlagen. Telefunken-Ztg. Bd. 28 (1955) Nr. 110, S. 227–234
- [4] Würschmidt, J.: Theorie des Entmagnetisierungsfaktors. Braunschweig 1925, Vieweg
- [5] Van Suchtelen, H.: Ferroxcube aerial rods. Electronic Appl. Bull. Bd. 13 (1952) S. 88–100
- [6] Zuhrt, H.: Elektromagnetische Strahlungsfelder, S. 357. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1953, Springer
- [7] Terman, F. E.: Radio Engineer's Handbook, S. 674. New York 1943, McGraw-Hill
- [8] Burrows, C. R.: Radio propagation over plane earth. Bell Syst. techn. J. Bd. 16 (1937) Nr. 1, S. 45–75
- [9] Baur, K., u. Ziehm, G.: Ferromagnetische Sendeantenne für Seenotfälle. Telefunken-Ztg. Bd. 31 (1958) Nr. 121, S. 150–161

(eingegangen am 14. Februar 1959)

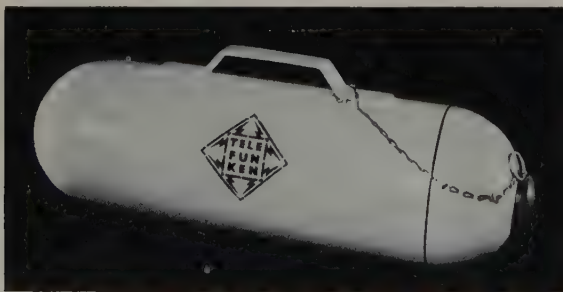


Bild 11. Serienmäßige Ausführung des Seenotsenders

stung ist dabei mit 1 W angenommen; das entspricht auch den wirklichen Verhältnissen, denn bei dem höchstzulässigen Gewicht eines Notsenders und der geforderten Lebensdauer der Batterien wird 1 W Leistung kaum überschritten werden können.

Fortschritte bei Transistoren und Halbleiter-Gleichrichtern

Von vielen Firmen wird die *Deutsche Industrie-Messe Hannover* als Zeitpunkt zur Bekanntgabe von Neuheiten gewählt. Zwar sind hinsichtlich verschiedener Eigenschaften der Halbleiter-Bauelemente noch Wünsche offen, aber es ist doch festzustellen, daß die deutsche Industrie mit Erfolg bestrebt ist, den Vorsprung der USA aufzuholen. Das ist bei zahlreichen Typen von Transistoren und Gleichrichtern (besonders Silizium-Bauelementen) gelungen. Der Vorsprung der USA auf dem Transistorgebiet liegt in der Hauptsache bei Höchsthfrequenz-Ausführungen und bei speziellen Leistungstransistoren. Zwar fehlen bei uns noch Silizium-Hochfrequenztransistoren, aber es haben zwei weitere Hersteller (*Siemens*, *Valvo*) Silizium-Niederfrequenztransistoren für kleine Leistungen in ihr Programm aufgenommen, und die *AEG* liefert als erste Firma Silizium-Leistungstransistoren.

1. Leistungstransistoren

Die bisher erhältlichen Typen konnten bezüglich ihrer Verlustleistung in vielen Fällen nicht ausgenutzt werden. Die Wünsche der Anwender sind daher: größere Spitzenströme (möglichst bis 15 A), bessere Spannungsfestigkeit (bis zu 100 V) und geringerer Wärmeübergangswiderstand (möglichst kleiner als 1°C/W). Hier wurden inzwischen ganz beträchtliche Fortschritte gemacht.

Zum ersten Male tritt auf dem deutschen Markt die *AEG* als Hersteller von Leistungstransistoren auf, wobei die Erfahrungen beim Bau von Leistungs-gleichrichtern auf Germanium- und Silizium-Basis nutzbringend verwertet wurden. Die Fabrikation umfaßt drei Germanium- und zwei Silizium-Leistungstransistoren. Bemerkenswert sind vor allem die Silizium-Typen, da sie die ersten aus deutscher Fertigung sind; bemerkenswert ist aber auch ihr Listenpreis (über 400,— DM), der jedoch dem Weltmarktpreis entspricht. Tab. I gibt einen Überblick über die elektrischen Daten der neuen deutschen Leistungstransistoren. Bei Leistungstransistoren ist für den Anwender besonders das Temperaturverhalten interessant. Die

AEG hat das bei ihren Angaben besonders gut berücksichtigt, wie an den Beispielen eines Germanium- und eines Silizium-Transistors gezeigt wird. Im Bild 1 ist zunächst das Kollektorkennlinienfeld des OD 650 wiedergegeben, im Bild 2 die Abhängigkeit des Kollektorstroms vom Basisstrom (mit der Sperrschichttemperatur als Parameter), während Bild 3 die Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Kollektorstrom bei verschiedenen Temperaturen zeigt. Die den Bildern 1 und 2 entsprechenden Kurven für den Silizium-Transistor OD 751 sind in den Bildern 4 und 5 zu sehen. Bild 6 gibt die Abmessungen der Germanium-Transistoren OD 650 und OD 651 wieder.

Es ist ersichtlich, daß teilweise auch Kurven für 90°C Sperrschichttemperatur angegeben sind. Wenn 70°C als maximale Sperrschichttemperatur genannt werden, so dürfte darin einige Sicherheit enthalten sein. Amerikanische Hersteller geben hier meistens Werte von 90...95°C an. Eine Anregung noch zur Ausführungsform: Die Zuleitungen liegen für den praktischen Aufbau nicht sehr günstig und sind in ihrer Stärke überdimensioniert (besonders der Basisanschluß). Eine international einheitliche Konstruktion für Leistungstransistoren wäre sehr erwünscht.

DK 621.314.7 + 621.314.63(047.1)

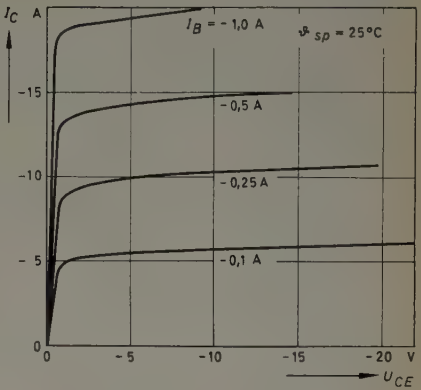


Bild 1. Kollektorkennlinienfeld des Germanium-Leistungstransistors OD 650

TELEFUNKEN

DG 7-74 A

Oszillographenröhre mit 7 cm Planschirm und sehr hoher Ablenkempfindlichkeit. Besonders geeignet für kleinere Breitband-Oszillographen mit hoher Meßgenauigkeit zum Einsatz im Geräte-Service.



Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Tab. I. Elektrische Daten der neuen Leistungstransistoren

Typ	Ausführung	Stromverstärkung α bei $I_{C=}$		Thermischer Innen- widerstand [°C/W]	Grenzfrequenz [kHz]			Kollektorspannung [V]			Kollektor- spitzen- strom [A]	Sperr- schicht- tempe- ratur [°C]		Verlustleistung bei Gehäusetemperatur					
		α	[A]		α	[A]	°C/W	f_{ab}	f_{ae}	f_{ac}		Emitter offen	Basis offen	Basis kurzge- schlos- sen	max.	min.	[W] bei [°C]	[W] bei [°C]	
AEG																			
OD 650	Ge pnp	25	−15	80	−1	0,8			100		−25	−40	−15	70	−40	25	45	45	25
OD 651	Ge pnp	15	−15	50	−1	0,8			100		−40	−60	−15	70	−40	25	45	45	25
OD 651a	Ge pnp	25	−15	80	−1	0,8			100		−30	−60	−15	70	−40	25	45	45	25
OD 750	Si npn	20	2	30	0,5	0,5			1500		50	100	2	150	−40	60	100	150	25
OD 751	Si npn	15	5	30	0,5	0,5			1500		50	100	5	150	−40	60	100	150	25
Intermetall																			
CTP 1511	Ge pnp	50	−10	60...120	−5	1		4		−100		−75	13	90		20	70	65	25
CTP 1512	Ge pnp	50	−10	60...120	−5	1		4		−80		−60	13	90		20	70	65	25
CTP 1514	Ge pnp	50	−10	60...120	−5	1		4		−40		−30	13	90		20	70	65	25
CTP 1509	Ge pnp	15	−10	15...45	−5	1		5		−40		−30	13	90		20	70	65	25
Siemens																			
TF 90/30	Ge pnp	35	−10	50	−5	2					−32	15	75		7	60	23	25	
TF 90/60	Ge pnp	35	−10	50	−5	2					−64	15	75		7	60	23	25	
Valvo																			
OC 26	Ge pnp	25	3	37	1	1,2		4,5			−32	3,5	75	−55					
OC 27	Ge pnp	55	3	75	1	1,2		4,5			−32	3,5	75	−55					
OC 28	Ge pnp	20...44	6			1,2					−60	6	75	−55					
OC 29	Ge pnp	35	6			1,2					−60	6	75	−55					

Intermetall stellte eine Reihe neuer Leistungstransistoren (Clevite) mit 13 A Spitzenstrom vor. Das Aussehen (Bild 7) ist gegenüber den bisher vertriebenen Typen mit kleinerem Spitzenstrom unverändert. Erfreulicherweise sind an Basis- und Emitteranschluß nunmehr Lötanschlüsse angebracht. Die Form gemäß Bild 7 setzt sich vor allem in den USA immer mehr durch und ist praktisch zu handhaben. In der Tab. I sind die wichtigsten Daten der Intermetall-Germanium-Hochstrom-Leistungstransistoren enthalten.

Die Siemens-Leistungstransistoren TF 90/30 und TF 90/60 können mit einem Spitzenstrom von 15 A betrieben werden. Die elektrischen Werte sind wieder der Tab. I zu entnehmen. Muster hatten die äußerst praktische Befestigungseinrichtung über einen zentralen Gewindebolzen, durch den die Anschlüsse hindurchgeführt waren. Leider hat man diese Anordnung zu-

gunsten der vom Typ TF 80 her bekannten Befestigung mit Spannring wieder verlassen. Bild 8 zeigt die Abmessungen des Transistors TF 90. Die Aufteilung des Kollektorkennlinienfeldes beim TF 90 in einen Bereich in Nähe der Kniespannung und einen Bereich bei höheren Kollektorspannungen ist sehr begrüßenswert. Die Bilder 9 und 10 zeigen diese Kennlinienscharen. Bei vielen Anwendungen (Schalterbetrieb) interessiert ja gerade das Gebiet um die Kniespannung. Es ist dann beispielsweise leicht die Verlustleistung beim höchstzulässigen Spitzenstrom festzustellen (beim TF 90 mit 0,4 V/15 A etwa 6 W).

Auch die Firma Valvo hat ihr Fertigungsprogramm inzwischen um vier Leistungstransistoren erweitert, wie aus der Tabelle ersichtlich ist. Die Ausführung (Bild 7) ähnelt der amerikanischen Bauform, jedoch ohne Lötanschlüsse, sondern mit den üblichen 1 mm dicken Stiften. Die Typen

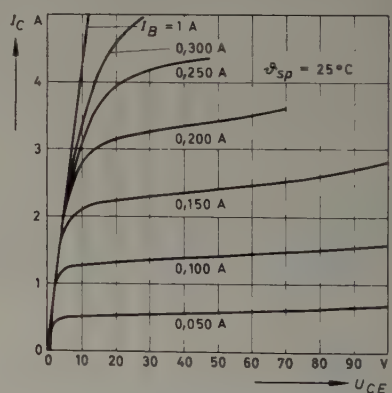
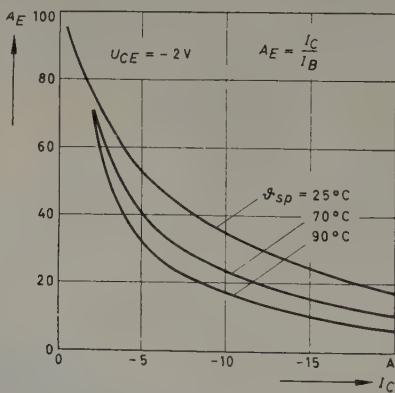
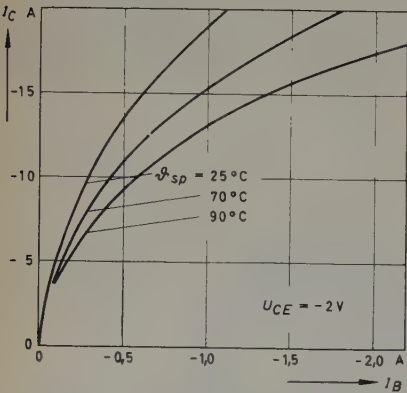


Bild 2 (links). Abhängigkeit des Kollektorstroms vom Basisstrom mit der Sperrschichttemperatur als Parameter beim OD 650. Bild 3 (Mitte). Stromverstärkungsfaktor in Abhängigkeit vom Kollektorstrom bei verschiedenen Temperaturen für den OD 650. Bild 4 (rechts). Kollektorkennlinienfeld des Silizium-Leistungstransistors OD 751

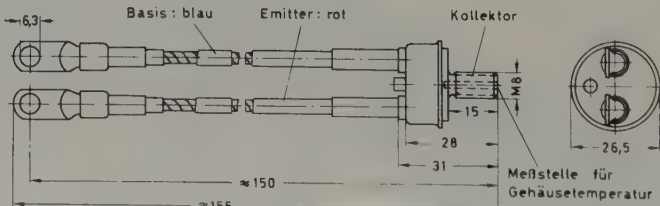
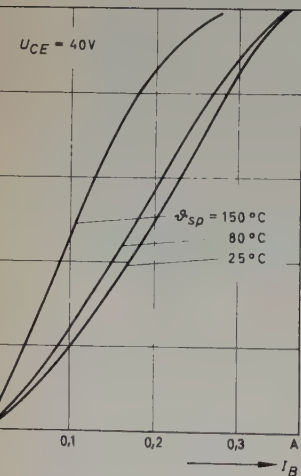


Bild 6. Maßbild der Leistungstransistoren OD 650 und OD 651

Bild 5. Kollektorstrom des Si-Transistors OD 751 in Abhängigkeit vom Basisstrom bei verschiedenen Temperaturen

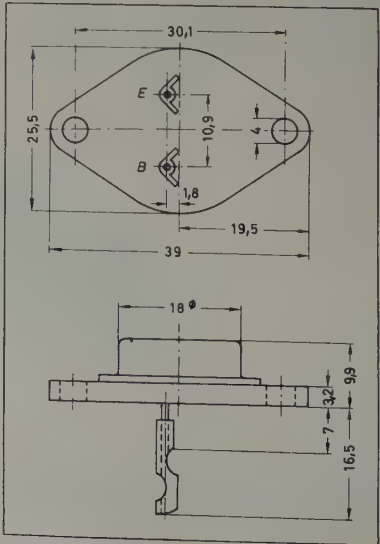
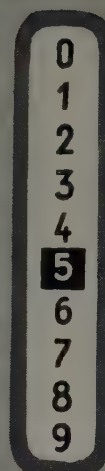
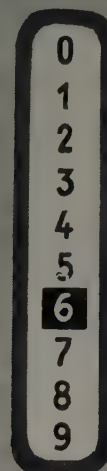
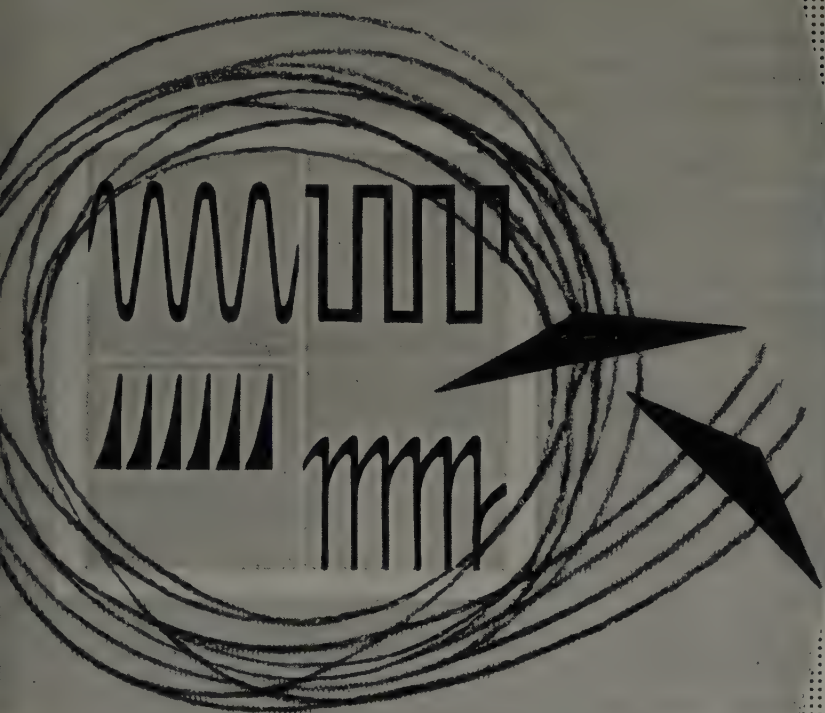


Bild 7. Maßbild der neuen Intermetall- und Valvo-Leistungstransistoren (bei Valvo ohne Lötansatz)

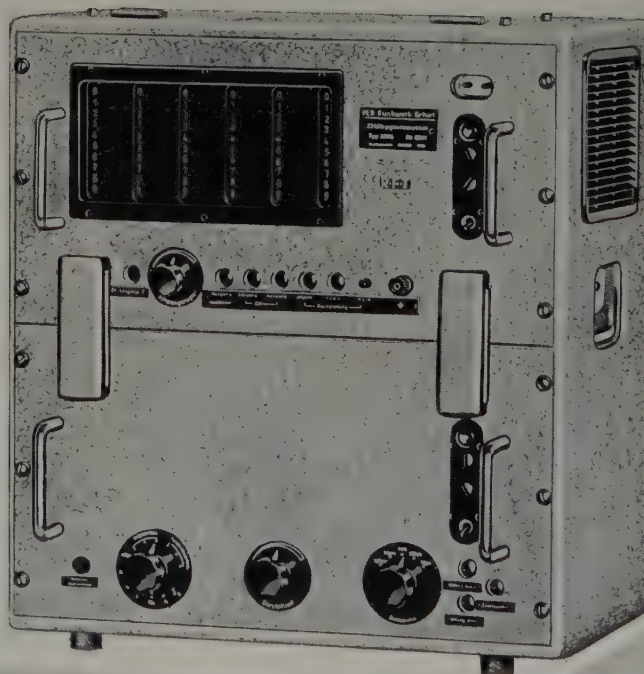


ZÄHLFREQUENZMESSER TYP 3006

- | | |
|-------------------------|--|
| 1. Frequenzmessung | 0 ... 1 MHz |
| Meßzeit | 1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 s und 10 s |
| 2. Periodendauermessung | 0 ... 10 kHz |
| Messung über | 1, 10, 100 und 1000 Perioden |
| 3. Zeitmessung | 10^{-5} ... 10^7 s |
| Zeitimpulse | 10 μ s, 100 μ s, 1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 s und 10 s |
| 4. Fehlergrenzen | $\pm 1 \times 10^{-6} \pm 1$ Impuls |
| 5. Frequenznormal | 100 kHz Quarz $\pm 1 \times 10^{-6}$ |

*

Prospektmaterial und Angebote jederzeit unverbindlich durch unsere Verkaufsabteilung.



VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt (Thür.) • Rudolfstraße 47 • Telefon 5071

messgeräte der nachrichtentechnik

Die rationelle Durchführung auch schwieriger Meßaufgaben erfordert eine hochentwickelte Meßtechnik. Zur selektiven Messung kleinster Spannungen wird von den Vorteilen des PEGELMESSPLATZES 75/76 immer mehr Gebrauch gemacht, um mit der elektronischen Kupplung der Frequenzeinstellung von Sender und Empfänger Genauigkeit und Zeit zu gewinnen. Durch Wobbelzusatz und Sichtgerät läßt sich der Meßplatz auch für Dämpfungsmessungen im Wobbelverfahren einsetzen.

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKTUNTERLAGEN



PEGELSENDER TFPS-75

Frequenzbereich des Pegelmeßplatzes 75/76:

Sender und Breitbandpegelmessgerät	0,3 1350 kHz
Selektivpegelmessgerät	2 1350 kHz
Sendepegel einstellbar	-7 N +1,3 N
Klirrfaktor im Mittel 0,2%	AM 0 . . . 100%
Pegelmeßbereich selektiv	-14 N +2,3 N
breitbandig	-9 N +2,3 N

Der Pegelmeßplatz ermöglicht die unmittelbare Messung von Vierpoldämpfungen bis 15 N und Verstärkungen bis 9 N, sowie von Scheinwiderständen zwischen 10 Ω und 3 k Ω und Fehlerdämpfungen bis 4,6 N.

Der Meßplatz ist auch in db- und Volt-Eichung lieferbar.



WANDER u. GOLTERMANN
REUTLINGEN · WÜRTT.

Bild 8. Maßbild des Leistungstransistors TF 90

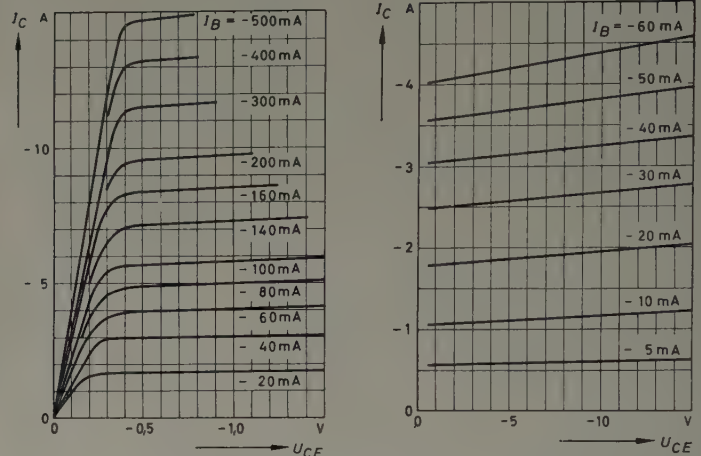
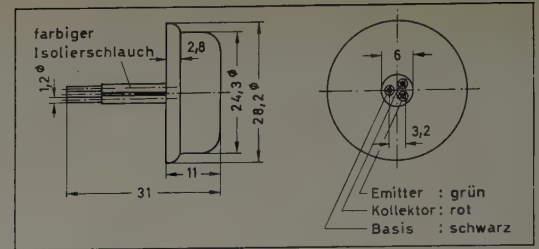


Bild 9 (links). Kollektorkennlinienfeld des Leistungstransistors TF 90 in der Umgebung der Kniespannung (Emitterschaltung). Bild 10 (rechts). Kollektorkennlinienfeld des TF 90 bei höheren Kollektorspannungen (Emitterschaltung)

OC 26 und OC 27 sind entsprechend ihrer Bestimmung (NF-Stufen in Rundfunkempfängern und Verstärkern) nur für mittlere Spitzenströme (3,5 A) bemessen, während bei den Typen OC 28 und OC 29 der Emitterspitzenstrom mit 7,2 A angegeben ist. Es wurden hier also zwei Typen geschaffen, die zwischen den Hochstromtransistoren und den Typen mit 3...4 A Spitzenstrom liegen.

2. Silizium-Transistoren

Die Möglichkeit der Anwendung bei hohen Temperaturen (bis über 100°C) macht Silizium-Transistoren für zahlreiche Anwendungsfälle interessant, die mit Germanium-Transistoren nicht zu beherrschen sind. Der Bandabstand, das heißt die Ablösearbeit der Elektronen aus dem Atomverband, ist für die höchstzulässige Arbeitstemperatur eines Halbleitermaterials maßgebend. Da bei Silizium dieser Bandabstand größer als bei Germanium ist, fällt die Eigenleitung erst bei sehr viel höheren Temperaturen ins Gewicht als bei Germanium. Es ist zu erwarten, daß Silizium-Transistoren in den nächsten Jahren in verstärktem Maße angewendet und die Programme der Hersteller entsprechend erweitert werden.

Als neue Hersteller von Silizium-Transistoren (für kleine Leistungen) treten Siemens und Valvo mit jeweils einem Typ auf (TF 260 bzw. OC 200). Die wichtigsten Daten dieser Transistoren sind in der Tab. II zusammengefaßt. Die Firma Intermittel, die schon seit einigen Jahren Silizium-Transistoren herstellt, hat ihre Typenreihe auf insgesamt sieben Ausführungen erweitert. Die zwei neuesten Typen sind ebenfalls in Tab. II enthalten. Auf Grund der äußeren Gestaltung (mit und ohne Kappe sowie mit und ohne Kühltülle) ergeben sich Unterschiede bei der Verlustleistung und dem Wärmewiderstand bei sonst gleichen Daten.

Die Silizium-Transistoren unterscheiden sich außer in der höheren Arbeitstemperatur von den Germanium-Typen besonders durch niedrigeren Reststrom, haben aber auch im allgemeinen einen kleineren Stromverstärkungsfaktor α_e . Die Materialeigenschaften bedingen eine etwas höhere Kniespannung, wie Bild 11 (Kollektorkennlinienfeld des TF 260) zeigt. Dagegen lassen sich leichter (als aus Germanium) Typen mit hoher Kollektorspitzenspannung herstellen. So hat beispielsweise der TF 260 (Siemens) eine Spitzenspannung von 100 V, und im Programm von Intermittel befindet sich ein Typ mit 75 V (OC 450). Der TF 260 ist übrigens eine

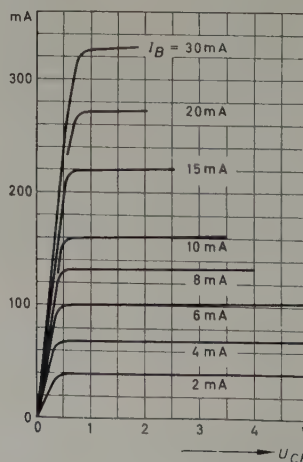


Bild 11. Kollektorkennlinienfeld des Silizium-Transistors TF 260

Tab. II. Elektrische Daten der Silizium-Transistoren

Firma Typ Ausführung	Siemens TF 260 npn	Valvo OC 200 pnp	Intermetall OC 445 pnp OC 465 pnp	
Kollektorspitzenspannung U_{CEM} [V]	100	-25	-50	-20
Emitterspitzenspannung U_{EBM} [V]	20	-20		
Kollektorspitzenstrom [mA]	300	-50	-50	-50
Stromverstärkung α_e	10...15	10...60	10...20	30
Grenzfrequenz f_{ab} [MHz]		1		
Kollektorreststrom [μ A] bei: - $U_{CE} = 5$ V - $U_{CE} = 10$ V - $U_{CE} = 100$ V	3 <6	<1	2	2
Wärmewiderstand [$^{\circ}$ C/mW]	0,2	0,5	0,3...0,16 nach Aus- führung	0,3...0,16 nach Aus- führung
Max. Kristalltemperatur [$^{\circ}$ C]	+150	+150	+150	+150
Verlustleistung [W] bei 25 $^{\circ}$ C bei 60 $^{\circ}$ C	0,6 0,45		bei 45 $^{\circ}$ C 0,33...0,66 nach Ausführung	
Rauschzahl [dB] bei - $U_{CE} = 2$ V, - $I_E = 0,5$ mA $r_g = 500 \Omega$		8		

npn-Ausführung, was zahlreiche Anwendungen bei „Röhrenersatz“ erleichtert (positive Kollektorspannung) und zudem interessante Schaltungskombinationen mit pn p-Typen ermöglicht.

3. HF-Transistoren (Grenzfrequenz über 30 MHz)

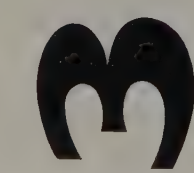
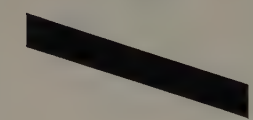
Mit den üblichen Legierungstransistoren erreicht man Grenzfrequenzen von 10...15 MHz. Solche Transistoren sind in Emitterschaltung gerade noch für die AM-ZF und für den Mittelwellenbereich geeignet. Seit einigen Monaten liefern jedoch *Telefunken* und *Valvo* „echte“ HF-Transistoren mit α_e -Grenzfrequenzen von 30...100 MHz. Auch *TeKaDe* verfügt jetzt über einen solchen Typ (GFT 43 – Drifttransistor).

Zur Herstellung stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung. *Valvo* wendet beispielsweise Diffusionslegierung an. Die Basis wird dabei als diffundierte n-Schicht auf wenige Tausendstelmillimeter Dicke gebracht, so daß sich eine sehr kurze Laufzeit der Ladungsträger zwischen Emmitter und Kollektor ergibt. Die von *Telefunken* und *TeKaDe* hergestellten Drifttransistoren sind im wesentlichen ebenso aufgebaut wie normale Legierungstransistoren. Der Hauptunterschied ist die vom Emmitter zum Kollektor hin abnehmende Störstellenkonzentration im Kristall. Die hohe Leitfähigkeit in der Nähe der Emittierpille verhindert den seitlichen Austritt von Ladungsträgern. Auch hier ist die Basisschicht sehr dünn. Zusammen mit dem Konzentrationsgefälle und dem dadurch bedingten „Drift“-Feld ergibt sich eine sehr kurze Laufzeit der Ladungsträger durch den Basisraum hindurch und damit eine hohe Grenzfrequenz.

Tab. III gibt einen Überblick über die wichtigsten Daten der deutschen HF-Transistoren. Bemerkenswert sind die kleine Kollektor- und Rückwirkungskapazität. Dagegen ist die Eingangskapazität C_{BE} relativ hoch, und die zulässige Basisspitzenspannung ist gegenüber normalen Legierungstransistoren sehr klein (0,5 V). Außer den Typen OC 614 und OC 615 liefert *Telefunken* noch den speziellen ZF-Transistor OC 105 für 10,7 MHz, der sich vom OC 614 in der Hauptsache durch eine etwas niedrigere Grenzfrequenz unterscheidet.

4. Sonstige Transistoren

Die Anwendung von Transistoren in elektronischen Rechnern und digitalen Steuerungs- und Regelungsanlagen führt zwangsläufig zu Spezialtypen für diesen Zweck. Es sind dies meist Legierungstransistoren mit möglichst hoher Grenzfrequenz. So brachte *Valvo* die HF-Schalttransistoren OC 46 und OC 47 (Grenzfrequenz 3,1 bzw. 5 MHz) und die Typen OC 139 (3,5 MHz), OC 140 (4,5 MHz) und OC 141 (9 MHz) heraus. Diese Transistoren sind auf definiertes Umschaltverhalten geprüft. Schließlich gehört zu dieser Reihe auch noch der OC 80, der eine Grenzfrequenz von 2 MHz und einen Kollektorspitzenstrom von 600 mA hat und zur Verwendung in Verbindung mit Magnetkernspeichern vorgesehen ist.



PHILIPS

Es gibt eine ganze Reihe von Daten, die einen Oszillographen für die Praxis interessant machen. Hier soll der NF-Oszillograph GM 5666 mit hochempfindlichen Gleichspannungsverstärkern vorgestellt werden. Der Vertikalverstärker hat dabei einen Ablenkfaktor von 3mV_{ss}/cm aufzuweisen. Der Zeitmaßstab reicht von 0,3s/cm bis zu 1,5µs/cm und durch Bilddehnung schließlich bis zu 0,15µs/cm. In beiden Ablenkrichtungen läßt sich das Bild bis auf das 10fache vergrößern. Viele Synchronisier- und Triggermöglichkeiten eröffnen diesem Oszillographen eine ganze Reihe von Anwendungsmöglichkeiten. Mit Hilfe zusätzlicher Verstärker-Umschalter lassen sich mehrere Vorgänge gleichzeitig abbilden. Außerdem können Einrichtungen für die photographische Registrierung oder für die Großprojektion der Schirmbilder geliefert werden.

... wenn es um Elektronik geht

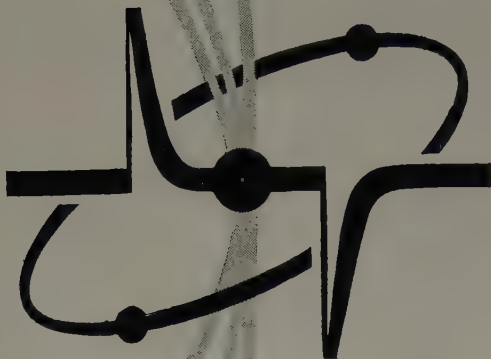


ELEKTRO SPEZIAL
G. M. B. H.

Hamburg 1 · Mönckebergstraße 7
Philips-Haus

H&B

Berkeley



Elektronische Zählgeräte zur digitalen Datenerfassung

- Frequenzmessung
- Drehzahlmessung
- Schlupfmessung
- Zeitintervallmessung
- Schaltzeitmessung
- Drucken von Zählbeträgen

Hierzu ein reichhaltiges Programm an Drehzahlgebern, Lichtschranken und Zählbetragumsetzern

Vertrieb und Kundendienst
in der Deutschen Bundesrepublik:

KIREM

KERNSTRAHLUNGS-, IMPULS- UND
REAKTOR-MESSTECHNIK GmbH

Frankfurt/Main, Bockenheimer Landstraße 101

BECKMAN INSTRUMENTS GMBH

MÜNCHEN 45 • Ein Zweigwerk der Beckman
Instruments Inc., Fullerton-Kalifornien

Tab. III. Elektrische Daten der KW- und UKW-Transistoren

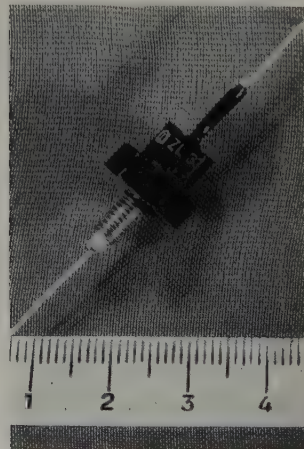
Firma Typ Ausführung	TeKaDe GFT 43 pnp Drift	Telefunken		Valvo	
		OC 614 pnp Drift	OC 615 pnp Drift	OC 170 pnp diffusionslegiert	OC 171 pnp diffusionslegiert
Kollektorspitzen- spannung $-U_{CE}$ [V]	15	15	15	20	20
Basisspitzenspan- nung U_{BE} [V]	0,5	0,8	0,8	0,5	0,5
Max. Kollektor- strom [mA]	10	10	10	10	10
Stromverstärkung α_e	70	70	90	80	
Kollektorkapazität C_{CB} [pF]	2,5 < 3,5	2,1 < 3,5	2,2 < 3,2	1,6 < 1,8	
Eingangswerte R_e [Ω] C_{BE} [pF]	180 > 80 170 < 280	300 > 100 130 < 200	30 > 15	90 > 65	
Ausgangswerte R_i [kΩ] C_{CE} [pF]	30 3,4	40 > 10 3,4	2,4	4,5	
Grenzfrequenz f_{ac} [MHz]	40 > 25	65 > 25	85 > 30	70 > 40	90
Verlustleistung bei 45°C [mW]	30	30	30	60	60
Max. Kristall- temperatur [°C]	+75	+75	+75	+75	+75

Auch Siemens hat einen HF-Schalttransistor (Typ TF 49, Grenzfrequenz 4 MHz). Der besondere Vorteil des TF 49 ist, daß auch bei hohen Kollektorströmen noch günstige Werte des Stromverstärkungsfaktors erreicht werden (α_e etwa 30 bei $-I_C = 5$ mA und 200 mA).

Intermetall brachte eine Reihe von Miniaturtransistoren für Hörgeräte heraus. Die Typen OC 331, OC 341, OC 343 und OC 351 unterscheiden sich im wesentlichen durch den Stromverstärkungsfaktor, der zwischen 26 und 170 liegt. Die Typenkennzeichnung geschieht durch Farbpunkte. Die Typen OC 361, OC 362 und OC 363 sind besonders rauscharm (die Rauschzahl bei $-U_{CE} = 0,75$ V ist 4 (< 7) dB) und daher besonders für Anfangsstufen geeignet. Die Verlustleistung ist 30 mW, der Wärmeleitwert 1,0 mW/°C, die Grenzfrequenz 1,2 MHz (2 MHz bei OC 351) und die Kollektorspitzenspannung 7 V (5 V bei OC 351).

5. Silizium-Dioden und -Gleichrichter

Bemerkenswerte Fortschritte wurden auch bei Silizium-Dioden und Silizium-Leistungsgleichrichtern erreicht. Die bereits bekannten Silizium-Gleichrichter für Richtströme von etwa 0,5...1 A mit Spitzensperspannungen bis etwa 700 V liegen heute preislich so, daß sie Selen-Gleichrichter in Fernsehempfängern ersetzen können. Sie sind bei den Firmen AEG, Eberle & Co., Intermetall, Siemens und Valvo erhältlich. Darüber hinaus sind jetzt bei mehreren Firmen (AEG, Eberle & Co., Intermetall, Siemens) Typen für hohe Richtströme (20 A und mehr) zu annehmbaren Preisen zu haben, so daß man mit einer weiteren Verbreitung dieser vorteilhaften Bauelemente rechnen kann.



Sehr reichhaltig ist jetzt auch das Angebot an Silizium-Zenerdioden. Die Entwicklung strebt hier nach Dioden, die große Ströme zu stabilisieren gestatten. Intermetall bringt die Leistungszenerdioden in neuer Ausführung (Bild 12) heraus. Gleichzeitig wurde das Typenprogramm bis zu Spannungen von 36 V erweitert. Auch Siemens liefert neuerdings Leistungszenerdioden.

Besonders reichhaltig ist das Silizium-Dioden-Programm von Eberle & Co.

Bild 12. Neue Ausführungsform der Intermetall-Leistungszenerdioden

Es werden beispielsweise Zenerdioden mit 125 mW, 1 W und 10 W Verlustleistung geliefert. Im Programm sind Dioden mit Zenerspannungen von 5...33 V und auch solche für höhere Spannungen enthalten, wobei für enge Toleranzen die Zenerdioden als Paare mit verschiedenen Spannungen zusammengesetzt werden, wodurch dann auch die Verlustleistung größer wird. *Eberle & Co.* liefert auch einige interessante Silizium-Spezialdioden, beispielsweise Flächendioden mit kleiner Sperrträgheit (Typen

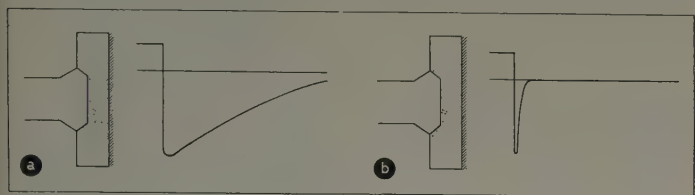


Bild 13. a) Langsam abklingende hohe Stromspitze bei normaler Flächendiode, b) Flächendiode mit kleiner Sperrträgheit (schnell abklingende Stromspitze durch Volumenrekombination)

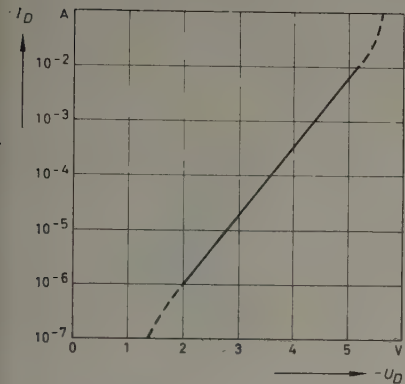


Bild 14. Sperrkennlinie der Silizium-Diode 9015

Beibehaltung der guten Eigenschaften im Sperr- und Durchlaßbereich zu verwirklichen. Sperrspannungen bis 500 V (Sperrträgheit 3 μ s) sind erreichbar, was speziell für Gleichspannungswandler bei höheren Frequenzen (10...100 kHz) interessant sein dürfte.

Des weiteren liefert *Eberle & Co.* eine Silizium-Flächendiode mit logarithmischer Sperrkennlinie (Typ 9015). Der Sperrstrom entspricht der Funktion

$$-I_D = \alpha \cdot 10^{-U_D/b}$$

mit $\alpha = 3 \cdot 10^{-9}$ A und $b = 0,8$ V. Diese Kurve zeigt Bild 14. Da sehr enge Toleranzen eingehalten werden (beispielsweise maximale Abweichung der Sperrkennlinie vom logarithmischen Verlauf $\pm 0,05$ V), sind solche Dioden unter anderem zum Bau von Spannungsmessern mit logarithmischer Skala geeignet.

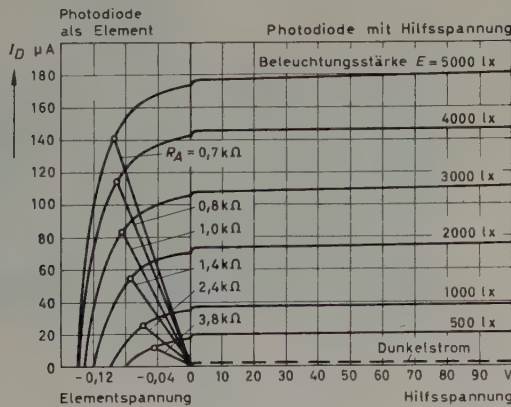


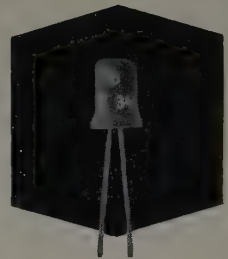
Bild 15. Kennlinienfeld der Ge-Photodiode TP 55

6. Photodioden und -transistoren

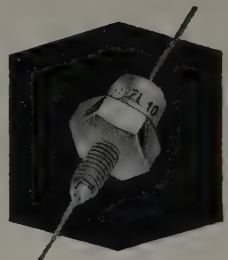
Unter der Typenbezeichnung OCP 70 brachte *Valvo* einen Phototransistor heraus. Das Maximum der Spektralempfindlichkeit liegt im Infrarotbereich (bei 1,55 μ). *Siemens* entwickelte eine neue Germanium-Photodiode TP 55 in Subminiaturausführung (2,2 mm \varnothing). Sie ist speziell zur Abtastung kleiner Lichtsignale (Lochkarten) bestimmt. Das Kennlinienfeld dieser Diode zeigt Bild 15.



Silizium- und Germanium-Halbleiter-Bauelemente

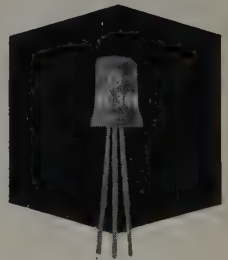


Silizium-Halbleiter-Bauelemente sind bei Umgebungstemperaturen bis zu +150° C verwendbar.



Wir fertigen in unserem Düsseldorf Werk:

Silizium-Transistoren
Silizium-Dioden
Silizium-Zener-Dioden
Silizium-Leistungs-Gleichrichter



Ferner:

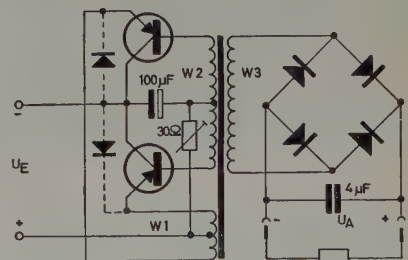
Germanium-Transistoren
Germanium-Flächendioden

Anwendungsbeispiel:

Gleichspannungswandler $N_A = 35$ bzw. 70 W

Transistoren

für $U_E = 24$ V, 2x2 N 268 als Paar, Ausgangsleistung $N_A = 70$ W;
für $U_E = 12$ V und $N_A = 35$ W, 2x2 N 257 als Paar.



Ausführliche technische Angaben über das gezeigte Anwendungsbeispiel vermittelt unsere Druckschrift A 1

INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH.

Verw.: Königallee 14-16 Düsseldorf Vertr.: Flingerstraße 3

Elektronisch zählen

mit KIENZLE-Vorwahlzählgeräten VZ 200

wartungsfrei

ausschließliche Verwendung von nicht alternden Bauelementen (Transistoren, Ringkernspulen)

betriebs sicher

keine Beeinflussung durch elektrische oder magnetische Störfelder

wirtschaftlich

äußerst niedrige Leistungsaufnahme, anpassungsfähig durch Baukastenprinzip

Max. Zählfrequenz: 10000 Vorgänge/s.
Je nach Gerätetype 2 bis 4 Dekaden
und 1 bis 5 Vorwahlmöglichkeiten

Verwendung: Abzählen von Klein-
teilen, Maschinensteuerungen,
Frequenzuntersetzung u. a. m.



KIENZLE

KIENZLE APPARATE GMBH
VILLINGEN - SCHWARZWALD

Mitteilung der Felten und Guillaume Fernmeldeanlagen GmbH,
Nürnberg

Verkehrsregelung mit Richtfunk und Fernsehen

DK 656.05:621.397.6:621.396.677

Die ständige Zunahme der Verkehrsdichte stellt an die Sicherheitsbehörden immer größere Anforderungen. Um einen einigermaßen reibungslosen Verkehrsablauf zu gewährleisten, versucht man — vor allem in Zeiten des Spitzenandranges — mit allen nur möglichen technischen Mitteln, u. a. durch den Einsatz von Hubschraubern und Funksprechgeräten, den Strom der Kraftfahrzeuge zu lenken. Seit einiger Zeit verwendet man für diese Aufgaben vereinzelt auch Fernsehanlagen, die unter dem Sammelbegriff „Industrielles Fernsehen“ bekannt sind. Die Verbindung von den Fernsehkameras zu den Wiedergabegeräten, die zunächst nur kurz war, wurde anfangs durch Kabel hergestellt. Bei einem umfassenden Einsatz müssen jedoch auch größere Entfernungen überbrückt werden, wenn man sich möglichst frühzeitig einen Überblick über die zu erwartende



Bild 1. Sendestelle



Bild 2. Empfangsstelle



Bild 3. Richtfunkgerät „FM TV/7000“ für beweglichen Einsatz

Verkehrslage verschaffen will und zu dem Zweck eine Anzahl von Fernsehkameras an der Peripherie der Stadt (Ausfallstraßen) aufstellt.

Die Benutzung von Kabelverbindungen über größere Entfernungen wird durch verschiedene Faktoren erschwert oder gar unmöglich gemacht. So müssen ab einer bestimmten Entfernung zusätzliche Verstärker innerhalb des Leitungsweges eingeschaltet werden, um die Kabeldämpfung auszugleichen. Weiterhin zeigte sich in manchen



Bild 4. Die auf einem Hochhaus montierte Empfangsstelle

Fällen, daß keine geeigneten Kabelleitungen zur Verfügung standen und die Verlegung eines neuen Kabels viel zu teuer geworden wäre. Eine hochfrequente Übertragung der Fernsehsignale in den Frequenzbändern des Fernsehrundfunks erwies sich aus funkttechnischen Gründen als undurchführbar.

Für eine allen Anforderungen gerecht werdende Übertragung von Fernsehsignalen über größere Entfernungen bietet sich daher auch hier die im nichtöffentlichen Dienst bereits bewährte und erprobte Richtfunktechnik mit Zentimeterwellen an. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, bei entsprechender elektrischer und konstruktiver Gestaltung der Geräte unabhängig von bestehenden Kabelwegen jederzeit

die gewünschte Verbindung zwischen zwei bis zu 35 km auseinander liegenden Punkten herzustellen. Ein weiterer Vorteil der Richtfunktechnik ist, daß die Anlagen sehr schnell auf- und abgebaut werden können. Ihr Einsatz ist also weitgehend beweglich. Das ist besonders bei der Verkehrsüberwachung wichtig. Ferner zeichnen sich diese Geräte auch noch durch eine gute Übertragungsqualität und infolge der großen Bündelung des Richtstrahles durch geringe Störanfälligkeit aus.

Das von der *Felten und Guillaume Fernmeldeanlagen GmbH* für diesen Zweck entwickelte Gerät „FM TV/7000“ arbeitet in dem speziell dafür freigegebenen Frequenzband 6825...7125 MHz (Wellenlänge etwa 4,2 cm). Wegen dieser hohen Betriebsfrequenz ergeben sich für die Richtantenne, in diesem Falle eine Parabolantenne, recht günstige Abmessungen. Trotz der geringen Sendeleistung von 0,1 W reicht ein Parabolspiegel mit 1,2 m Durchmesser völlig aus, um Entfernungen bis zu 35 km zu überbrücken. Bei diesen kleinen Abmessungen bereitet es keine allzu großen Schwierigkeiten, die auf einem besonderen Stativ montierten Antennen, die mit den hochfrequententechnischen Einrichtungen der Sende- oder Empfangsstelle direkt verbunden sind, an jeder beliebigen Stelle aufzubauen, zumal die eigentlichen Netz- und Bedienungsgeräte über ein bis zu 60 m langes Spezialkabel abgesetzt werden können. Bild 1 zeigt die Sendestelle, Bild 2 die Empfangsstelle. Die leichte Transportierbarkeit geht aus Bild 3 hervor, das die Sendestelle auf einem VW-Bus montiert zeigt. Eine Empfangsstelle auf dem Schornstein eines Hochhauses ist im Bild 4 zu sehen.



Bild 5. Skizze von Hannover mit Verkehrsknotenpunkten

messgeräte der nachrichtentechnik

Zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften von Vierpolen werden Pegelsender und Pegelmesser benutzt. Man erwartet von den Geräten einen großen Frequenzbereich, zukunftsichere Konstruktion, Eindeutigkeit der Anzeige, einfache Bedienung, Anschlußmöglichkeiten für oszillographische Meßanzeige, hohe Genauigkeit, große Meßempfindlichkeit und Betriebssicherheit.

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKTUNTERLAGEN



PEGELMESSER TFPM-43 / 14 MHz

Die Realisierung dieser Wünsche führte zum PEGELMESSPLATZ TFP-42/TFPM-43, der mit seinem großen Frequenzbereich von 10 kHz bis 14 MHz den Anforderungen der modernsten Koaxial-Weitverkehrs-Systeme entspricht. Die Eindeutigkeit der Anzeige ist durch Mehrfachumsetzung im Pegelmesser mit hoher 1. ZF gewährleistet, man spart Zeit sowohl durch die automatische Empfängerabstimmung, als auch durch die geeichte Feinverstellung und verschiedene Wobbelmöglichkeiten (Wobbelhub 4 kHz bis 14 MHz). Die Empfängerbreite kann zwischen 300 Hz und 2 kHz umgeschaltet werden. Der Sender liefert Ausgangspegel zwischen -9 N und +1 N (0,1 mV ... 2,5 V), die Empfängerempfindlichkeit beträgt 2 μ V (-13 N).



WANDEL u. GOLTERMANN
REUTLINGEN · WÜRTT.

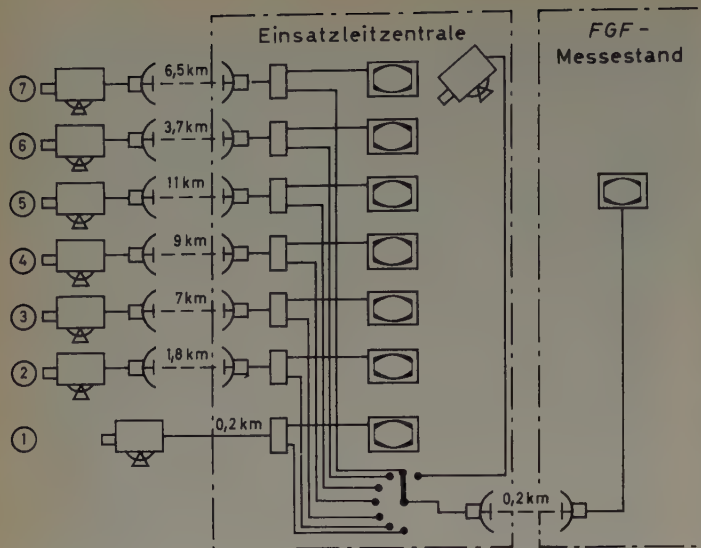


Bild 6. Übersichtsplan über die Richtfunk-Fernsehverbindungen. ① Messege-
lände, ② Kreuzung Messeschnellweg, ③ Contihaus, ④ Klingerplatz, ⑤ Auto-
bahnausfahrt Ost, ⑥ Hildesheimer Str./Südschnellweg und ⑦ Ägidienplatz

Während der diesjährigen *Deutschen Industrie-Messe Hannover* wurden erstmalig derartige Richtfunkanlagen in Verbindung mit industriellen Fernseheinrichtungen (Fernsehkamera- und Wiedergabeanlagen der *TeKaDe*) von der Hannoverschen Verkehrspolizei eingesetzt. Auf Grund der jahrelangen Erfahrungen im Messeverkehr entschloß sich die Polizeidirektion Hannover, an sechs besonders wichtigen Knotenpunkten der Stadt ferngesteuerte Fernsehkameras aufzustellen (Bild 5) und die Bilder drahtlos zur Einsatzleitzentrale im Elektro-Hochhaus (Halle 12) auf dem Messegelände zu übertragen. Bild 6 zeigt einen Übersichtsplan der Richtfunk- und Fernsehanlagen



Bild 7. Einsatzleitzentrale der Polizei

während des Messeeinsatzes. In der Einsatzleitzentrale (Bild 7) können die leitenden Beamten der Verkehrspolizei an sechs Wiedergabegeräten die genannten Verkehrsknotenpunkte überwachen. Schärfen und Blenden-Einstellung sowie Schwenk- und Neigewinkel der jeweiligen Kamera können von der Zentrale aus ferngesteuert (*TeKaDe*-Fernsteuerung) werden. So ist es möglich, in der Zentrale die gesamte Verkehrslage dauernd zu kontrollieren und bei Verkehrsstockungen schnellstens Gegenmaßnahmen zu veranlassen. Die erforderlichen Anordnungen werden den Verkehrsposten durch Sprechfunk von der Leitstelle aus übermittelt.

Dieser Großeinsatz einer Verkehrsleitanlage mit Richtfunk und Fernsehen hat gezeigt, welche Vorteile in der Verkehrsüberwachung und -regelung sich damit ergeben. Dieses Instrument wird in absehbarer Zeit zu einem unentbehrlichen Hilfsmittel der Verkehrspolizei werden, zumal nach Ansicht führender Verkehrsexperten bei der schnell zunehmenden Motorisierung der Messeverkehr von heute der Normalverkehr von morgen sein wird.

Ch. Boden

TANTAL-KONDENSATOREN

MIT TROCKENEN ELEKTROLYTEN

Chimel ist einer der Pioniere auf dem Gebiet der Miniatur-Kondensatoren mit trockenen Elektrolyten.

Chimel bietet eine große Auswahl an trockenen Tantal-Kondensatoren mit Kapazitäten zwischen 0,001 und 350 μ F und für Spannungen zwischen 6V und 35V. Alle Typen sind bei Temperaturen zwischen -80° und $+125^{\circ}$ C brauchbar.

Chimel Kondensatoren haben praktisch unbegrenzte Lebensdauer. Sie korrodieren nicht und können nicht auslaufen.

Chimel Kondensatoren werden bereits im größten Teil der Industrieländer der Erde benutzt.

Chimel liefert außerdem Sinter-Anoden aus Tantal mit hoher Kapazität.

Chimel Lizenzen für die Fabrikation von trockenen Tantal-Kondensatoren können noch für einige Länder vergeben werden. Diese Lizenzen umfassen alle nötigen Betriebserfahrungen und erlauben die sofortige Produktion von Kondensatoren, welche bei geringstem Ausschuß den höchsten Anforderungen

genügen. Diese Lizenzen umfassen außerdem alle zukünftigen Verbesserungen, ebenso wie eine dauernde technische Beratung. Unsere Forschungs-Laboratorien bearbeiten das Gesamtgebiet solcher Kondensatoren, wobei auch die Verwendung von Aluminium, Titan, Niob und Silizium studiert wird.

Chimel richtet auch vollständige, schlüsselfertige Fabriken für die Herstellung dieser Kondensatoren ein.

Kürzeste Lieferzeiten, auch für die Ausgangsmaterialien in hoher Qualität.

Kataloge und technische Daten werden
gern auf Anfrage übersandt.

AUSKUNFT UND NÄHERE ANGABEN BEI **CHIMEL S.A.**

5 QUAI DE L'ILE · GENÈVE (SCHWEIZ)

Ge-Spitzendiode für hohe Schaltgeschwindigkeit

DK 546.289:621.314.63

Betreibt man eine Halbleiterdiode in Flußrichtung, so stellt sich, entsprechend der angelegten Spannung, ein bestimmter Flußstrom ein, das heißt, es ergibt sich beispielsweise im Innern der Diode eine Ladungsverteilung nach Bild 1. Verringert man die außen angelegte Spannung, so ändert sich das im Bild 1 eingezeichnete Diffusionsdreieck entsprechend, und zwar wird bei Verringerung der außen angelegten Spannung das Diffusionsdreieck flacher (gestrichelte Linie). Das bedeutet, daß die im Augenblick der Spannungsänderung überschüssige Ladungsmenge im Innern der Diode erst abtransportiert werden muß, bevor sich das Diffusionsgefälle auf die durch die neue Spannung bedingte Größe einstellt. Der Flußstrom einer Diode eilt somit der Spannung etwas nach.

Legt man nun eine Spannung so an eine Diode an, daß diese einmal im Flußgebiet und einmal im Sperrgebiet betrieben wird, so wirkt sich die infolge des Flußstromes in der Diode vorhandene Ladungsmenge so aus,

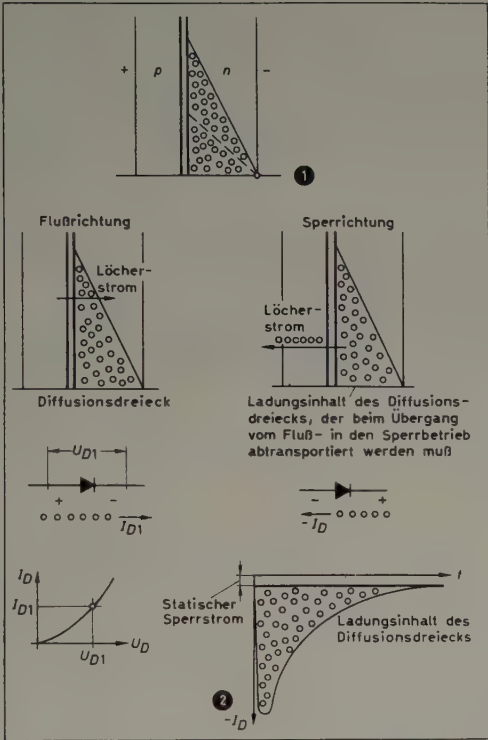


Bild 1 (oben). Das Diffusionsdreieck bei verschiedenen Flußströmen. Bild 2 (darunter). Verlauf des Flußstromes (links) und des Sperrstromes (rechts)

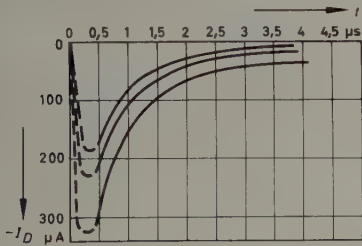


Bild 3. Zeitlicher Verlauf des Sperrstromes (oben) und Meßschaltung (darunter) zur Untersuchung der Sperrträgheit

daß in Sperrrichtung, wo eigentlich ein ganz geringer Sperrstrom zu erwarten ist, ein kurzer Stromstoß auftritt, der ein Vielfaches des normalen statischen Sperrstromes ist. Dieser Strom geht nach einer e-Funktion zurück und erreicht erst nach längerer Zeit den statischen Wert. Diese Erscheinung ist nach dem Obenerwähnten durchaus verständlich, da ja die als Folge des Flußstromes vorhandene Ladungsmenge erst abtransport-

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

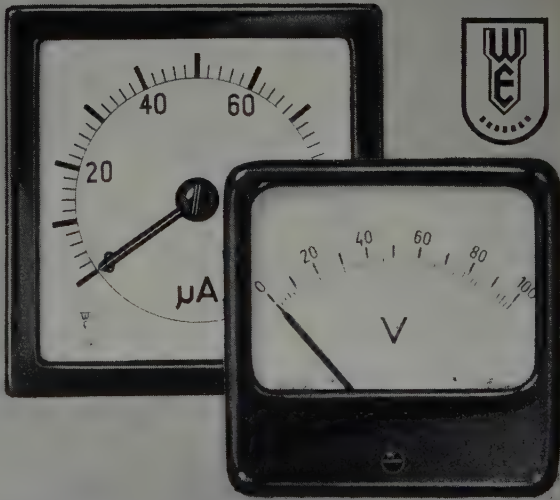
- ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
- PROGRAMMSTEUERUNGEN
- DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-EINRICHTUNGEN UND ANDERE ANWENDUNGEN
- KONTAKTSCHUTZRELAIS
- SCHWEISSZEITBEGRENZER
- LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

GEBR. v. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS
FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814



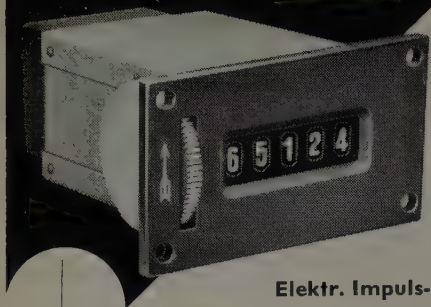
ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

ELEKTRISCHE MESSINSTRUMENTE



WEIGAND
ERLANGEN / BAYERN

ZÄHLER



Elektr. Impuls-Fernzähler
für hohe Beanspruchung und
lange Lebensdauer

Zähler mit Vorwahl (Einstellzähler)

Zähler mit Druckvorrichtung

Zähler für alle Verwendungszwecke



IRION & VOSSELER
Zählerfabrik, Schwenningen a. N., Abt. E1 7

MESSGERÄTE
FÜR DIE
PRAXIS



TASCHENOHMETER
„METRAWID“
Meßber. 5 Ω ... 1 M Ω



METRAWATT A-6
NÜRNBERG

UNIVERSALMESSGERÄT
„METRAVO“
Für Gleich- und Wechselstrom

tiert werden muß (Bild 2). Die dazu benötigte Zeit hängt in erster Linie von den Materialeigenschaften ab, denn diese beeinflussen die Lebensdauer der Ladungsträger, die bei üblichen Flächendioden wesentlich größer als bei Spitzendioden ist. Ferner ist bei Flächendioden die Menge der Ladungsträger im Vergleich zu Spitzendioden wesentlich größer.

Der Einsatz von Halbleiterdioden in Rechenmaschinen scheitert vielfach daran, daß die Dioden zwar den statischen Bedingungen genügen, nicht aber den besonderen Forderungen hinsichtlich Schaltgeschwindigkeit (Impulsbetrieb). Werden Halbleiterdioden mit Impulsen beaufschlagt, so ist neben der Verformung der Anstiegflanke im Durchlaßbereich vor allem der zeitliche Verlauf der Rückflanke interessant. Man strebt an, beim Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich den Sperrstrom so schnell wie möglich wieder auf den statischen Wert zu bringen. Dem steht aber entgegen, daß beim Umpolen jeder Diode die während des Durchlasses in die n -Zone diffundierte Ladungsmenge erst wieder abgebaut werden muß, so daß nach Anlegen der Sperrspannung zunächst noch so lange ein verhältnismäßig hoher Rückstrom fließt, bis diese Ladung abgebaut ist. Bei der Germanium-Spitzendiode OA186 (Telefunken) ist es gelungen, die Sperrträgheit weitgehend herabzusetzen. Legt man an diese Diode eine symmetrische Rechteckspannung von 50 kHz mit einer Anstiegszeit $< 0,1 \mu s$ und läßt man in Durchlaßrichtung einen Strom von 30 mA fließen, so sinkt der Sperrstrom nach Anlegen einer Spannung von $-35 V$ nach $0,5 \mu s$ auf einen Mittelwert von $300 \mu A$ und nach $3,5 \mu s$ bereits auf den normalen statischen Wert von $30 \mu A$ ab.

Hinsichtlich der Sperrträgheit unterscheiden sich normale Spitzendioden von der OA186 um den Faktor 2...3. Diese Sperrträgheit (recovery time) zusammen mit der Meßschaltung ist im Bild 3 dargestellt.

Abgesehen von der geringen Sperrträgheit, hat die OA186 auch noch bei relativ hoher Temperatur einen guten Sperrwiderstand. Er ist bei $55^\circ C$ zwischen $-50 V$ und $-20 V$ noch $> 400 k\Omega$. Schließlich ist infolge guter Wärmeabfuhr noch dafür gesorgt, daß die Impulsbelastung hoch sein kann.

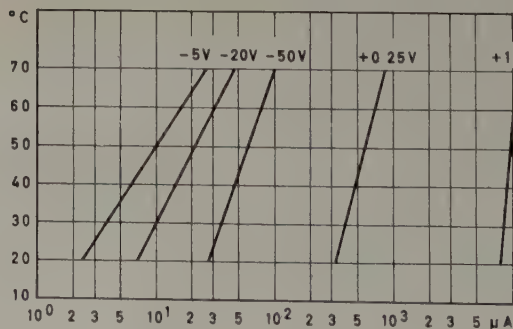
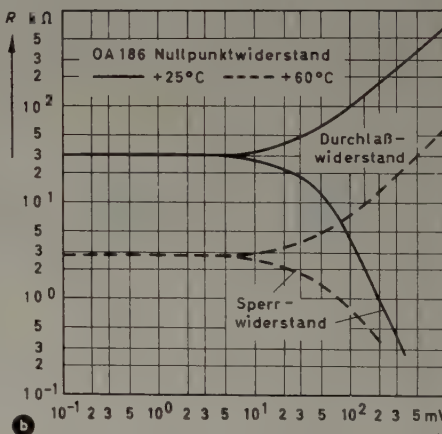
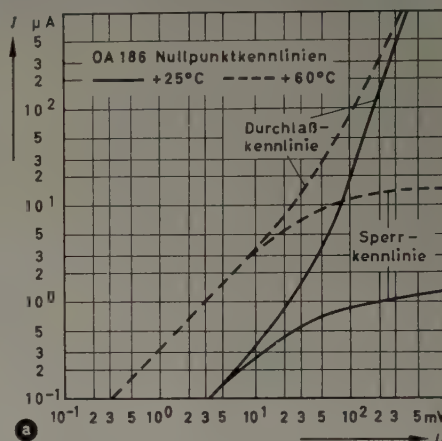


Bild 4. a) Strom-Spannungscharakteristik und b) Widerstandscharakteristik der OA186 in der Nähe des Nullpunktes bei $+25^\circ C$ (ausgezogene Linie) und bei $+60^\circ C$ (gestrichelte Linie)

Bild 5. Mittlere Temperaturabhängigkeit der Diode OA186

Neben den normalen statischen Kennlinien interessieren besonders auch die Strom- und Spannungscharakteristiken in der Nähe des Nullpunktes sowie die dort vorhandenen Widerstände (Bild 4). Diese Kennlinien sind vor allem dann wichtig, wenn zum Beispiel für Demodulationszwecke das Verhalten der Diode bei sehr niedrigen Spannungen von Bedeutung ist. Im Bild 5 ist schließlich noch die mittlere Temperaturabhängigkeit dargestellt, die für den Betrieb der Diode über größere Temperaturbereiche von Bedeutung ist.

(Nach Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen 580843)

ERSA - MINITYP/6V

**Miniaturlötkolben
mit Wechselementen
10 W/6 V, 20 W/6 V
30 W/6 V für die
moderne**

Elektronik

30 W/6 V

20 W/6 V

ERNST SACHS

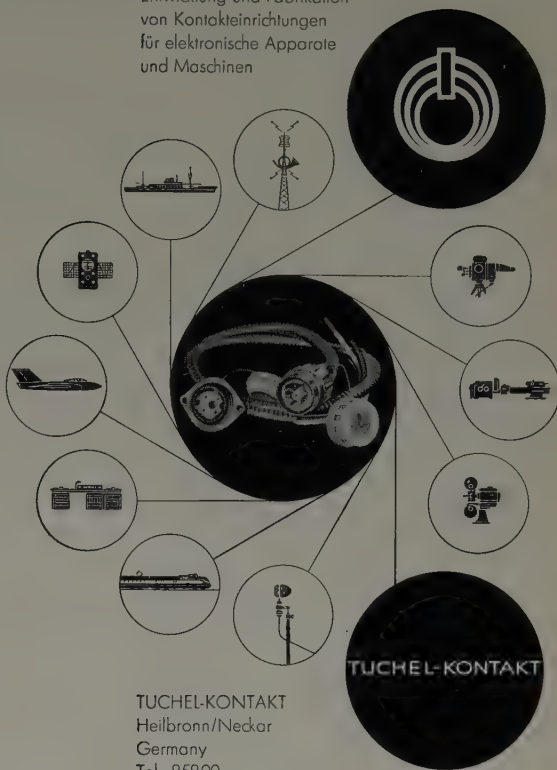
SEIT 1921

Ständiger Aussteller auf der Deutschen
Industrie-Messe Hannover, Halle 11/1504

**Berlin-Lichterfelde-West • Manteuffelstraße 10a und
Wertheim/Main • Ferd.-Hotz-Straße 3**

Verlangen Sie die neue Liste 166 02 • Bezug durch den Fachhandel!

Entwicklung und Fabrikation
von Kontakteinrichtungen
für elektronische Apparate
und Maschinen



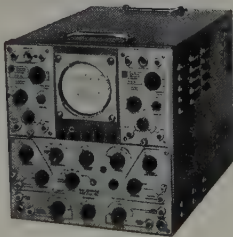
TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn/Neckar
Germany
Tel.: 85890
Telex: 0728/816

DISA ELEKTRONIK

- genau und zuverlässig!

DISA UNIVERSAL INDICATOR-

OSZILLOGRAPH MIT
ZWEI KANÄLEN ZUM
MESSEN VON DRUCK,
SCHWINGUNG, BEWE-
GUNG, DEHNUNG UND
DREHSCHWINGUNG



Auswechselbare Einschübe: FM-Einschub für kapazitive Geber und Gleichspannungsverstärker für Dehnmessstreifen.

Andere Geräte aus unserem Produktionsgebiet INDUSTRIELLE ELEKTRONIK:

ELEKTRONISCHE DEKADENZÄHLER- Frequenz- und Zeitmeßgerät

DISA ARMASCOPE-
Neuartiges Ankerprüfgerät

VERTRIEB: ENATECHNIK · ALFRED NEYE
DARMSTADT, RHEINSTRASSE 3

DISA ELEKTRONIK A/S, KOPENHAGEN
HERLEV, DÄNEMARK



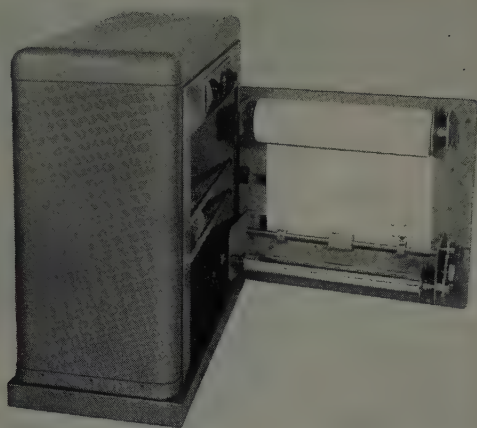
Das Halbleiter-Verkaufsprogramm der TE·KA·DE erfüllt auf allen Anwendungsgebieten der Halbleitertechnik hohe Ansprüche. Es umfaßt: Germanium-Dioden, Silizium-Dioden, NF-Transistoren, HF-Transistoren, Leistungstransistoren verschiedener Leistungsstufen und Spannungsfestigkeit. — Bitte, fordern Sie ausführliche technische Unterlagen.

TE KA DE

SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE AG. TE-KA-DE NÜRNBERG

Schreibende und druckende

Kurzzeitmeß- und Registriergeräte



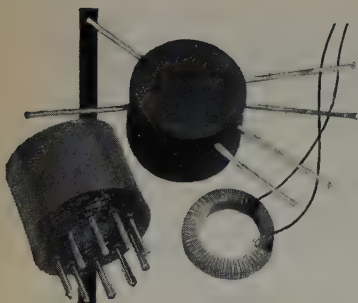
Druckeinheit — erlaubt vielfältige Kombinationen

Zahlendruckwerke

hergestellt nach dem Baukastensystem — Wiedergabe von Datum, Meßwert, Uhrzeit und Kennnummer.

Zur Registrierung von: Impulszahlen, Analysenwerten, Maschinen-Belegt-Zeiten, Meßwerten von Arbeitsuntersuchungen, zur Auswertung von Zählergebnissen elektronischer Zähler. Die Besprechungen bei der Industriemesse Hannover ließen viele neue Anwendungsmöglichkeiten erkennen.

HERMANN WETZER KG. · PFRONTEN / BAY.



Ringkerne

in Miniatur-Ausführung bis zu kleinsten Restlochdurchmessern.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke (z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten) bei Drahtstärken $\geq 0,04$ mm \varnothing .

Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte (vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Novalsockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berücksichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kernstellung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-Übertrager benötigen.

WALTER ABETZ

Techn.-phys. Werkstätten · Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1

IN GIESSHARZ-AUSFÜHRUNG

Soeben erschienen!



ELEKTRISCHE NACHRICHTENTECHNIK

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER

Dieses Buch behandelt das Thema in anschaulich beschreibender und gleichzeitig mathematisch entwickelnder Form. Ausgehend von der Frequenzanalyse der Nachrichtenzeichen, den Anpassungsfragen und Ortskurven, umfaßt es die Abschnitte Schwingkreise, Übertrager, Leitungen, Vierpole, Siebschaltungen, Bandfilter, Antennen und Modulation. Besonderer Wert ist auf die Darstellung der Zusammenhänge zwischen den einzelnen Teilgebieten gelegt.

In reichem Maße sind in dem Buch Bilder, Diagramme und durchgerechnete Beispiele zu finden. Aus langjähriger Lehrtätigkeit entstanden, eignet es sich mit seiner großen Anzahl von Aufgaben und Lösungen besonders für den Unterricht an Ingenieurschulen sowie für das Hochschul- und Selbststudium, doch wird es auch dem sich weiterbildenden Techniker im weitesten Sinne gelegen kommen.

Durch den gut durchdachten Aufbau des Werkes kann sich vor allem der jüngere Ingenieur und Physiker, aber auch jeder technisch Interessierte in die Grundlagen der vielseitigen Zweige der Nachrichtentechnik schnell und sicher einarbeiten, und selbst erfahrenen Fachleuten wird es wertvolle Ergänzungen ihrer Kenntnisse und Erkenntnisse bieten.

650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · 536 Formeln
48 Rechenbeispiele · 97 durchgerechnete Aufgaben
Ganzleinen 34,— DM

Zu beziehen
durch alle Buchhandlungen im Inland und Ausland
oder durch den Verlag

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde

ELRU-Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU-Informationen

ELRU-Informationen

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

680 681 682 683 684 685 686 687 688 689 690 691 692 693 694 695 696 697 698 699
700 701 702 703 704 705 706 707 708 709 710 711 712 713 714 715 716 717 718 719
720 721 722 723 724 725 726 727 728 729 730 731 732 733 734 735 736 737 738 739

(Gültig bis 30. 9. 1959)

Seite	Firma
Erzeugnis	Erzeugnis
Seite	Firma
Erzeugnis	Erzeugnis

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

6
1959

Elektro Spezial

Preislisten WG 1 und EMA 6

Diese beiden Preislisten enthalten die neuesten Preise nach dem Stand vom Mai 1959 für wissenschaftliche Geräte (WG 1) und für elektronische Geräte zur Messung elektrischer Größen, Stelltransformatoren und Wechselspannungs-Stabilisatoren.

ELRU-Information 695

General Radio

General

Radio Experimenter, Nr. 3/59

Auf 7 Seiten wird die neu entwickelte Scheinwiderstands-Meßbrücke „1650-A“ vorgestellt. Die Genauigkeit wurde erhöht, so daß Verlustfaktor und Güte mit 5% Genauigkeit zu messen sind. Der patentierte „Orthonull“-Abgleich arbeitet ohne gegenseitige Beeinflussung von Wirk- und Blindabgleich und gestattet die Messung von Spulen geringer Güte und von Kondensatoren mit großen Verlusten. Die von der deutschen Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) beigelegte Übersetzung erleichtert das Verständnis der Originalarbeit.

ELRU-Information 696

Friesseke & Hoepfner

Strahlungsmeßgeräte

Die Erweiterung des Fertigungsprogramms hat die Neuausgabe

des Sammelprospektes notwendig gemacht, der jetzt auf 84 Seiten eine Übersicht über das in zehnjähriger Entwicklungsarbeit organisch gewachsene Programm an Strahlungsmeßgeräten bringt. Der Sammelprospekt enthält auch das reichhaltige Zubehör sowie Probenwechsler und Registriergeräte.

ELRU-Information 697

IBM

IBM-Nachrichten, Heft 139

Der technische Beitrag dieses Heftes behandelt die Prüfautomatik moderner Elektronenrechner und deren Anwendung in der „IBM 650“. Weitere Beiträge berichten u.a. über die „Errechnung von Pensionsrückstellungen“ sowie über „Die Urlaubsanspruchsprüfung und das Urlaubsentgelt in der elektronischen Lohnabrechnung“ als interessanten Anwendungsbeispielen moderner Elektronenrechner.

ELRU-Information 698

IBM-Nachrichten, Heft 140

Ein ausführlicher Beitrag berichtet über technische Anwendungsbeispiele für die „IBM 650“, „IBM 305“ und „IBM 628“. Weitere Arbeiten behandeln die Simultanabrechnungsanlage „IBM 305“, die elektronische Rechenanlage „IBM 610“ mit Kommaautomatik sowie interessante Anwendungsbeispiele für die

„IBM 305“, beispielsweise Fahrt-routenermittlung oder auftrags-gesteuerte Fertigungsdisposition und Arbeitsvorbereitung.

ELRU-Information 699

Elektronischer Magnetkern-rechner „IBM 628“

Das Rechenwerk der „IBM 628“ arbeitet mit Magnetkernen und benötigt für eine Multiplikation im Durchschnitt weniger als 9 ms. Der Speicher mit nur 10 μ s Zugriffszeit ist aus Magnetkern-matrizen aufgebaut. Ein vier-seitiger Prospekt unterrichtet über die wichtigsten technischen Daten dieses Rechners.

ELRU-Information 700

Novotechnik

Technische Mitteilungen, 4.Folge

Auf vier Seiten berichten die Technischen Mitteilungen unter anderem über eine neue, verbesserte Ausführung des Druckfern-gebers mit Öldämpfung, über die neuen drahtgewickelten Miniatur-Einstellwiderstände „Ministrohm“ sowie über den Digital-Einstellknopf für Wendelpoten-tiometer.

ELRU-Information 701

Dr. Reutlinger & Söhne

Reutlinger berichtet, Nr. 3/59

Die neue Ausgabe der Hauszeit-schrift ist dem Meßschwingtisch „EST 0“ zum Eichen von Schwin-

gungsmessern sowie den dyna-mischen Abnahmeprüfungen für Führungsbahn-Schleifmaschinen mit Peripherieschliff gewidmet. Besonders Interesse verdient eine Arbeit über das Auswuchten auf Genauigkeiten von 0,005 μ Restexzentrizität, ein Problem, das vor allem auf dem Gebiet der Steuerungskreisel von grund-legender Bedeutung ist.

ELRU-Information 702

Siemens

Photoelektrische Bauteile

Die vierseitige Druckschrift SH 6473 enthält die Kenndaten und Kennlinien der Germanium-Photodioden TP 50 und TP 55 sowie des Silizium-Photoelements TP 60. Einige Schal-tungsbeispiele zeigen Anwen-dungsmöglichkeiten.

ELRU-Information 703

Silizium-Dioden

Einen Überblick über das Ferti-gungsprogramm an Silizium-Zenerdioden und Silizium-Richt-leitern gibt die vierseitige Druck-schrift SH 6662c.

ELRU-Information 704

Standard Elektrik

Lorenz AG

Lorenz-Spezialröhren

Die Technischen Mitteilungen für die Industrie, Nr. 69 (Februar 1959), enthalten auf acht Seiten



enthält in den Juniheften u.a. folgende Beiträge:

1. Juniheft 1959 (11)

- Funkmeteorologie auf neuen Wegen
- Fernsempfänger 1959/60 · Entwicklungslinien und technische Neuerungen
- Der Zeilentransformator für die 110°-Ablenkung bei den Nordmende-Fernsehgeräten der neuen Saison
- Die neue Zeilenfang-Automatik in Siemens-Fernsempfängern
- Antennenprobleme im Band IV
- »TM 60« — Ein Magnetongerät für Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe
- »Auto-Mignon«
- Stereophonische Magnettonaufnahme und -wiedergabe mit zwei normalen Magnetonggeräten
- Windungsschlußprüfgerät
- Kennlinienschreiber für Röhren oder Transistoren und Dioden
- Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik (5)

2. Juniheft 1959 (12)

- Phono- und Magnetontechnik zukunftsicher
- Neue Phono- und Magnetongeräte
- Stereo-Rundfunk in den USA
- Leuchtschirme für Katodenstrahlröhren
- Mikrofon- und Mischverstärker
- »Clipper K« — Ein transistorisierter Reiseempfänger für Mittel- und Kurzwellen
- Stereo-Technik in neuen Musikschränken
- Vom Deutschlandtreffen des DARC
- Frequenzmodulation mit Zenerdioden
- Fragen der Rundfunk-Stereophonie in den USA
- Messung der Linienbreite bei Oszillografenröhren

FT-Kurznachrichten · Von Sendern und Frequenzen · Aus unserem technischen Skizzenbuch · FT-Zeitschriftendienst · Unsere Leser berichten

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Die Berechnung einfacher Hochfrequenz-Bandfilter · Einführung in die Matrizenrechnung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Leibnizstrasse 141-167

die wichtigsten technischen Daten von Weitverkehrsröhren, stoß- und schüttelfesten Röhren, Laufzeitröhren, Spezial-Bildröhren und Photozellen.

ELRU-Information 705

Richtfunkanlagen im 4-GHz- und 2-GHz-Band

Das Richtfunksystem „FM 600/TV-4000“ überträgt 600 trägerfrequent umgesetzte Telefongespräche oder ein Fernsehbild der 625-Zeilen-Norm im 4-GHz-Band, während das Richtfunksystem „FM 120-2000“ für 120 Trägerfrequenzkanäle mit Modulationsfrequenzen zwischen 6 und 600 kHz im 2-GHz-Band bestimmt ist. Ein achtseitiger Sonderdruck berichtet über Aufbau und Technik dieser Richtfunksysteme.

ELRU-Information 706

Telegrafie-Umsetzer „TUS 03“

Soll eine Fernschreibanlage an eine Fernschreibleitung, die mit anderen Betriebsbedingungen arbeitet, angeschlossen werden, dann ist an der Verbindungsstelle ein Telegrafie-Umsetzer erforderlich. Der Umsetzer „TUS 03“ löst u. a. folgende Aufgaben: Umsetzen von Einfachstrom- auf Doppelstrombetrieb und umgekehrt, Umsetzen von Halbduplex- auf Vollduplexbetrieb bei Einfachstrom, Fernschreibbetrieb über große Entfernungen, Vermindern von Verzerrungen bei längeren Telegrafieleitungen.

Über den Aufbau des „TUS 03“ berichtet das Technische Informationsblatt 017-07-2.

ELRU-Information 707

Sylvania Sylvania News, Nr. 3/59

Diese Ausgabe enthält einige interessante Hinweise auf die „Sarong“-Katode, die für Empfängergeräten besondere Bedeutung hat. Die technische Beilage bringt einen interessanten Vorschlag für die Fernsehprojektion auf Lumineszenzschirmen, deren Prinzip bereits bei dem „Sylvatron“ verwendet wird (s. a. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 11, S. 356—357).

ELRU-Information 708

Tektronix Zweistrahl-Oszillografen „502“ und „551“

Der Zweistrahl-Oszillograf „502“ zeichnet sich durch die hohe Empfindlichkeit von 200 $\mu\text{V}/\text{cm}$ und der „551“ durch den Frequenzbereich von 0...25 MHz aus. Die ausführlichen technischen Daten und Abbildungen dieser beiden Oszillografen sowie des Netzgerätes „127“ für die auswechselbaren Vorverstärker enthält die Broschüre A 1054.

ELRU-Information 709

Neue Preisliste

Eine neue Preisliste enthält die zum Teil geringfügig erhöhten

Preise nach dem Stand vom 1. Februar 1959.

ELRU-Information 710

Telefunken DG 13-58, eine neue Elektronenstrahlröhre für Breitbandoszillografen

Die Röhrenmitteilung für die Industrie 580541 berichtet über Anforderungen an die Elektronenstrahlröhre in Breitbandoszillografen und beschreibt dann die konstruktive Lösung der bei der Entwicklung der DG 13-58 gestellten Aufgaben.

ELRU-Information 711

Spezial-Röhren, Technische Daten 1959

Auf 72 Seiten enthält diese Broschüre nach neuestem Stand die technischen Daten und Abmessungen der Spezial-Röhren, Klein-Thyratrons, Kaltkathoden-Röhren, Photozellen und Stabilisatoren.

ELRU-Information 712

Valvo E 283 CC

Für die Verwendung in hochwertigen NF-Verstärkern und in Meßverstärkern steht jetzt die brumm- und mikrofoniearme Zweifachtriode mit Spanngitter E 283 CC zur Verfügung. Sie gehört der Roten Reihe der Valvo-Farbserie an und ist, abgesehen von der Sockelschaltung, eine Spezialausführung der ECC 83.

ELRU-Information 713

VEB Vakutronik Präzisions-Impulsdichtemesser „VA-D-41“

Der Impulsdichtemesser dient in Verbindung mit einem GM-Zählrohr zur Messung der zeitlichen Impulsdichte von radioaktiven Präparaten sowie zur Untersuchung von Zählrohereigenschaften. In acht Bereichen werden 180...600 000 Imp/min mit $\pm 2\%$ Meßunsicherheit erfaßt. Mit einem anschließbaren Schreiber lassen sich sowohl die Strahlungsintensität als auch die mittlere Impulsdichte von Impulsfolgen fortlaufend registrieren. Ausgangsimpuls: $\geq 5\text{ V}$ (negativ), Impulsdauer: etwa 10 μs .

ELRU-Information 714

Wandel u. Goltermann Ringmeßleitung „RM-1“

Diese Ringmeßleitung für oszilloskopische Anzeige automatisiert den normalerweise bei geraden Meßleitungen verhältnismäßig lange Auswertzeiten erfordernden Meßvorgang. Die ringförmig aufgewinkelte Meßleitung wird von einer rotierenden Trommel abgetastet, und der Trommelraum ist so ausgebildet, daß Schlitz- und Störspannungen im gesamten Frequenzbereich von 300...3000 MHz vermieden werden. Der Wellenwiderstand ist $60\ \Omega \pm 2\%$, die elektrische Länge 53 cm; Abtastfehler: $< 1\%$. Das Sichtgerät wird mit magnetischen Impulsen synchronisiert.

ELRU-Information 715

FUHRMANN

Elektronik als Grundlage für die automatische Analyse in der chemischen Industrie und in Kraftwerken

Betriebsanalyse ist in den letzten Jahrzehnten mehr und mehr aus dem Laboratorium heraus direkt an die Entnahmestelle des Industrieprozesses verlegt. Unter Anwendung moderner Meßverfahren in Verbindung mit der Elektronik ist es heute möglich, Analysen mit Registrierung und Anschluß an Meßgeräte automatisch durchzuführen. Die Leitfähigkeits- und die pH-Messung sind die zuverlässigsten Betriebsmessungen, die schon seit Jahrzehnten durchgeführt werden. Seit mehr als fünf Jahren sind automatisch arbeitende Spurenmeßgeräte in Gebrauch, die auf kolorimetrischer Grundlage arbeiten und alle Vorgänge, wie Entnahme der Probe, Zusetzen von Indikatoren und anschließende lichtelektrische Auswertung mit Registrierung, selbsttätig steuern.

F. STARITZ

Elektronenstrahl-Schaltröhren für Verteil- und Zählaufgaben

Zähl-, Speicher- und Verteilzwecke (z. B. Meßwertverteilung für Vielfachmeßübertragungsanlagen nach einem elektronischen Kollektor-Verteilprinzip) werden in der industriellen Elektronik Elektronenstrahl-Schaltröhren angewendet. Nach einer kurzen Erklärung der Wirkungsweise der verschiedenen Röhrenelektroden in Verbindung mit einem Dauermagnetfeld werden Anwendungsbeispiele für die Anwendung solcher Röhren gegeben.

GRAU

Stereophonie im Film — echte und Pseudo-Verfahren

Während die Schallplattenindustrie und voraussichtlich auch der Rundfunk Zweikanal-Stereophonie verwenden, nutzen die filmtechnischen Breitbandverfahren die Drei- und Fünfkanaal-Stereophonie zur akustischen Unterteilung des Handlungsablaufes auf der Bildwand. Da es hierbei auf das Gehör ankommt, wurden bisher neben den echten Verfahren zeitweise auch pseudo-technische angewendet. Es wird auf die Bedeutung des nur der Filmtechnik gebräuchlichen Effektkanals eingegangen, die Pseudo-Stereophonie gegen die echte Stereophonie gegenübergestellt, Aufnahme- und Wiedergabefehler aufgezeigt, deren Auswirkung die Beurteilung des stereophonen Effektes durch den Filmtheaterbesucher negativ beeinflussen und mit der allgemeinen Einführung dieses Verfahrens hinderlich sind.

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959

Digitale Daten- und Informationsverarbeitung

Eine Reihe bereits bekannter Großrechenanlagen wurden auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1959 interessante Anwendungsbeispiele demonstriert. Daneben waren Neuentwicklungen zu sehen, die sich vielfach durch auszeichnen, daß sie den besonderen Anforderungen mittlerer Betriebe entsprechen. Aufbau und Arbeitsweise einiger interessanter Konzeptionen werden besprochen.

H. VÖLZ

Ein neuer unsymmetrischer Gegentaktverstärker mit extrem kleinem Innenwiderstand

Es wird eine neue Gegentakt-Endstufe mit ihren Eigenschaften beschrieben. Die Triode, die sonst zur Erzeugung der symmetrischen Spannung dient, ist in den einen Gegentaktzweig mit einbezogen. Die dadurch entstehende Verstärkungsreserve gestattet es, diesem Zweig durch zusätzliche Strommit- und Spannungsgegenkopplung einen extrem kleinen Innenwiderstand und einen kleinen Klirrfaktor zu geben. Trotz dieser Unsymmetrie hat die Schaltung praktisch nur Vorteile, wie bei einem Vergleich mit anderen Schaltungen mit ähnlichem Aufwand festzustellen ist. Bezüglich des Abschlußwiderstandes zeigt sie anomales Verhalten.

F. WINCKEL

Hochschul-Universal-Mischpult für Experimentierzwecke

Nach eingehendem Studium der Betriebsbedingungen von Ton-Mischeinrichtungen bei Rundfunk, Fernsehen, Tonfilm, Schallplatte und Theater wurde an der Technischen Universität Berlin ein eigenes Universal-Stereo-Vierkanal-Mischpult im Baukastensystem gebaut. Bei Einhaltung der Normalabmessungen des Rundfunks wurden sämtliche 33 Verstärker des Pultes selbst angefertigt, allgemein in erdunsymmetrischer Schaltung mit Katodenverstärker-Ausgang. Der Mikrofonverstärker ist in Stufen umschaltbar bis maximal 85 dB. Zwei zentrale Netzgeräte versorgen alle Verstärker. Für Experimentierzwecke wurden besondere Reserve-Einschübe zur Aufnahme von Laborgeräten und Einrichtungen für elektronische Musik vorgesehen. Die gesamte Bedienung einschließlich Kanalaufschaltung und Ausgangsschaltung erfolgt mit Drucktasten.

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959

Hannover — Leistungsschau der Elektroindustrie

Die Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959 ließ erkennen, daß die internationale Bedeutung dieses Messeplatzes gegenüber dem Vorjahr noch gestiegen ist. Die Elektroindustrie — mit über 1200 ausstellenden Firmen die zweitgrößte Ausstellergruppe — zeigte ein nahezu lückenloses Angebot ihrer Produktion. Das Interesse der ausländischen Aussteller und Besucher war überaus groß. Der wirtschaftliche Übersichtsbericht enthält die wichtigsten Zahlen über die wirtschaftliche Entwicklung und den Export der für die Elektronik wichtigsten Herstellergruppen.

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959

Kernreaktoren und Strahlungsmesstechnik

Im Rahmen der friedlichen Anwendung der Kernenergie gewinnt der Bau von Atomkraftwerken jetzt auch in Deutschland an öffentlichem Interesse. An Hand von Modellen zeigten einige Firmen den Aufbau der geplanten oder schon im Bau befindlichen Anlagen. Auf dem Gebiet der Strahlungsmesstechnik war das Angebot an Geräten überaus reichhaltig, und für Meß-, Steuerungs- und Regelungsaufgaben in der Produktion finden die Methoden der Strahlungsmesstechnik zunehmend Anwendung. An Hand ausgewählter Beispiele wird der Stand der Technik aufgezeigt.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 13 (1959) No. 7

H. FUHRMANN: Electronics as Basis of Automatic Analysis in Chemical Industry and Power Plants p. 239—241

Industrial analysis has moved more and more from laboratory conditions and is now applied at the final stage of the production process. The application of modern measuring methods in connection with electronics renders possible analysis in combination with registration and control. Measurements of conductivity and pH are the most reliable production checks, and for the past five years automatic checking apparatus has been in use for sample checking on a colorimetric basis. The whole process from selection of the sample is automatic.

H. VÖLZ: A New Unsymmetrical Push-pull Amplifier with Extremely Small Internal Resistance p. 242—244

A new push-pull output stage with its properties is described. The triode, otherwise used for the generation of symmetrical voltage, is a part of the push-pull half. Owing to additional positive current feedback and negative voltage feedback the ensuing gain reserve gives this half an extremely small internal resistance and a small distortion factor. In spite of dissymmetry the circuit has clear advantages. With reference to the terminating resistance the circuit operation shows certain anomalies.

R. F. STARITZ: Electron-Beam-Switching Valves for Distributing and Counting Purposes p. 245—246

In industrial electronics beam-switching valves are used for counting, storing, and distributing purposes (e.g. measurement distribution for multi-telemetering equipments relating to an electronic collector-distributing principle). After a short explanation of the operation of the different valve electrodes in connection with a constant magnetic field of force, circuit examples of the application of those valves are given.

F. WINCKEL: Technical High-School-Universal-Mixer for Experimental Purposes p. 247—253

After a careful study of the sound mixers in broadcasting and television stations, cinemas, record studios, and theatres, a universal stereo 4 channel mixer was built at the Technical University Berlin. All 33 amplifiers of the mixer were built step by step, having unbalanced input and cathode amplifier output. The microphone amplifier is switchable in stages up to 85 dB. Special storage is provided for experimental equipment. Push-button operation is provided throughout.

G. GRAU: Stereophonic Sound in the Cinema. — Real and Artificial Methods p. 253—259

Whereas the record industry, and presumably also the broadcasting companies, achieve the stereo effect by the binaural method, wide-screen film uses 3 and 5 channel systems, to provide the acoustical background. Aural directivity plays a large part here and the significance of the cinematic "effects" channel is dealt with, from the point of view of comparison with the technically "genuine" system. Mention is made of the conflict of the two systems resulting in general delay in adoption of a standard system.

German Industrial Fair Hanover 1959

p. 260—271

The German Industrial Fair Hanover 1959 demonstrated the increase in international significance of this fair compared with last year's. The electrical industry—with more than 1200 exhibitors the second largest group—showed a nearly complete range of products. Foreign exhibitors and visitors showed very great interest. The economic survey contains the most important figures on economic development and export of the groups of greatest significance to electronics.

Interesting developments and applications in the field of digital data and information processing were seen in Hanover. Besides known big electronic computing equipments several new developments were demonstrated. This preliminary report deals with the design and operation of some interesting models.

Furthermore, at the German Industrial Fair Hanover several firms presented the design of planned or partly built atomic plants for power economy. In the field of radiation measurement technique there was an abundant range of units for measurement and control technique. Selected examples show the technical level.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 13 (1959) No 6

H. FUHRMANN: Analyse automatique par l'électronique dans l'industrie chimique et les centrales électriques p. 239—241

Pendant les dernières décades, l'analyse de fabrication s'est de plus en plus déplacée du laboratoire vers la chaîne de production. Les procédés modernes de mesure et les applications de l'électronique permettent actuellement d'effectuer des analyses enregistrées et suivies d'un réglage automatique. Les mesures les mieux connues sont celles de conductibilité et de pH; elles sont en usage depuis des décades. Depuis plus de cinq ans, on utilise des indicateurs automatiques de traces, travaillant suivant un principe colorimétrique et effectuant automatiquement toutes les manipulations, telles que prélèvement de l'échantillon, adjonction d'indicateurs, analyse photo-électrique et enregistrement.

H. VÖLZ: Amplificateur push-pull asymétrique à très faible résistance de sortie p. 242—244

L'article est consacré à un nouveau montage d'amplificateur de sortie dans lequel la triode servant normalement à l'inversion de phase fait partie de l'étage final. La réserve de gain ainsi obtenue permet de doter cette branche du montage d'une réaction de courant et d'une contre-réaction de tension supplémentaires, déterminant une résistance de sortie très faible et une distorsion réduite. Malgré son asymétrie, le montage ne comporte que des avantages pratiques, comme on le constate en le comparant à des amplificateurs de coût semblable. Il se comporte de façon anormale en ce qui concerne la résistance de charge.

R. F. STARITZ: Tubes commutateurs à rayon électronique pour montages répartiteurs et compteurs p. 245—246

En électronique industrielle on utilise des tubes commutateurs à rayon électronique dans des montages de comptage, de mémoire ou de répartition (par exemple, répartition de données de mesure dans une installation de transmissions à voies multiples, basée sur une collection et répartition électroniques). Une explication du fonctionnement, du rôle des diverses électrodes et du champ magnétique continu utilisé est suivie par des schémas d'application.

F. WINCKEL: Pupitre de mélange expérimental pour l'enseignement p. 247—253

Après une étude détaillée des conditions de fonctionnement des pupitres de mélange de sons utilisés en radiodiffusion, télévision, cinéma parlant, disque et théâtre, on a construit, à l'Université Technique de Berlin, un pupitre de mélange universel stéréophonique à quatre canaux et à unités interchangeables. Les 33 amplificateurs du pupitre ont été construits suivant les normes de radiodiffusion, généralement en montage asymétrique à sortie cathodique. Le gain de l'amplificateur de microphone est réglable, par bonds, jusqu'à 85 dB. Tous les amplificateurs dépendent de deux alimentations centrales. Des tiroirs de réserve ont été prévus dans des buts expérimentaux et peuvent recevoir des appareils de laboratoire ou de musique électronique. La commutation, y compris celle des canaux et des sorties, est effectuée par touches.

W. GRAU: Stéréophonie et pseudo-stéréophonie en cinéma sonore

p. 253—259

Tandis que l'industrie phonographique ainsi que la radiodiffusion utilisent la stéréophonie à deux canaux, les images projetées sur écran élargi sont habituellement accompagnées d'une stéréophonie à trois ou cinq canaux. Comme l'écoute directive prévaut dans ce cas, la prise de son directe a quelquefois été remplacée par des procédés pseudo-stéréophoniques. L'auteur insiste sur le rôle du canal d'effets, uniquement utilisé en cinéma, compare la vraie stéréophonie avec les procédés de synthèse, et met en évidence les défauts de prise de son et de reproduction dont les effets déterminent chez le spectateur, une impression défavorable qui freine l'application généralisée de ce principe.

Foire Industrielle de Hanovre 1959

p. 260—271

Dans le domaine de la technique digitale des données et informations, d'intéressantes nouveautés et exemples d'application étaient présentés à Hanovre. A côté de modèles connus de grandes calculatrices électroniques, on pouvait voir, en fonctionnement, plusieurs dispositifs nouveaux, dont les plus intéressants sont analysés dans ce premier compte-rendu d'exposition.

Quelques exposants de la Foire Industrielle de Hanovre montraient des maquettes d'usines atomiques de production d'énergie projetées ou déjà en construction. Dans le domaine de la mesure du rayonnement, de nombreux appareils de mesure, de commande et de réglage étaient offerts. L'état actuel de cette technique est commenté par des exemples.

TANTAL

PECHINEY

+

—

für

KONDENSATOREN

trocken

flüssig

PULVER — PLATTEN — DRAHT

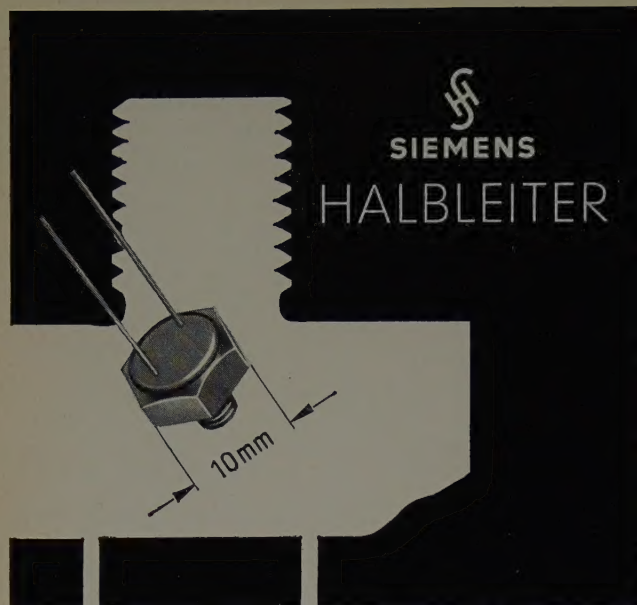
UCLAF



VERKAUF: UCLAF DEPARTEMENT COMMERCIAL B-35, BOULEVARD DES INVALIDES, PARIS 7^e

DEUTSCHER ALLEINVERTRETER: W. BIESTERFELD & CO, HAMBURG 1, FERDINANDSTRASSE 41

TELEFON: 322701 • FERNSCHREIBER: 021-1252 UND 021-1874



B 46

Der neue Heißeiter K 25

ist besonders zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen entwickelt worden. Durch seinen mechanischen Aufbau werden Temperaturänderungen unverzüglich an die elektrisch isolierte Heißeiterperle herangeführt.

Technische Daten

Kaltwiderstand bei 20°C: 10 Ω
Temperaturbeiwert bei 20°C: $-3\%/^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand
gegen Chassis: 50°C/W

Weitere Heißeiter

Zur Messung von Oberflächen-
temperaturen K 16, K 17

Zur Kompensation von Temperatur-
einflüssen K 11 bis K 15, K 25

Für Anlaß- und Verzögerungszeiten
von 200 ms bis 40 s
A 34-2/30, A 34-10/25, A 34-14/30

GUTSCHEIN

12

An die Siemens & Halske AG, München 8, Balanstraße 73

- | | |
|---------------------------------------|------------------|
| <input type="radio"/> Transistoren | Name _____ |
| <input type="radio"/> Hallgeneratoren | (in Firma) _____ |
| <input type="radio"/> Heißeiter | Wohnort _____ |
| <input type="radio"/> Fotodioden | Straße _____ |
| <input type="radio"/> Dioden | |

Bitte senden Sie mir ausführliche Druckunterlagen
über die angekreuzten Gebiete

AUS DEM INHALT

JULIHEFT 1959

Band 13 (1959) Heft 7, Seiten 235—274

H. Fuhrmann: Die Elektronik als Grundlage für die automatische Analyse in der chemischen Industrie und in Kraftwerken	239
H. Völz: Ein neuer unsymmetrischer Gegentaktverstärker mit extrem kleinem Innenwiderstand	242
Theodor Graf von Westarp †	244
R. F. Staritz: Elektronenstrahl-Schaltrohren für Verteil- und Zählaufgaben	245
F. Winckel: Hochschul-Universal-Mischpult für Experimentierzwecke	247
W. Grau: Stereophonie im Film — echte und Pseudo-Verfahren	253
Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959 Leistungsschau der Elektroindustrie	260
Digitale Daten- und Informationsverarbeitung	260
Kernreaktoren und Strahlungsmeßtechnik	266
Persönliches	271

Beilagen

Inhaltskartei • ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Vierkanal-Experimentier-Mischpult der
TU Berlin (s. a. Seite 247—253)

Aufnahme: ELRU-Schwahn

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde,
Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331. Telegrammanschrift:
Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 01 84352 fachverlage bln. Chefredakteur:
Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Anzeigenleitung: Walter
Bartsch, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU,
Pöschel Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim
Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint
monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen
(Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen
daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht
in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich
3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

